

一种水声宽带双曲调频信号波达方向估计方法

李 军^{*1,2}, 林秋华¹, 王 凯³, 康春玉², 杨秀庭²

(1. 大连理工大学 电子信息与电气工程学部 信息与通信工程学院, 辽宁 大连 116024;
2. 海军大连舰艇学院 水武与防化系, 辽宁 大连 116018;
3. 大连东软信息学院 计算机科学与技术系, 辽宁 大连 116023)

摘要: 提出了一种基于短时分数阶傅里叶变换的水下宽带双曲调频信号波达方向估计方法. 建立了均匀线列阵声呐远场宽带双曲调频信号接收数据模型, 在时域将接收信号进行分段处理, 对每一段短时信号分别进行分数阶傅里叶变换, 将时域阵列接收数据转化成多段短时分数阶傅里叶域阵列数据, 同时将多个时段的时变阵列流形矩阵变换成与每个时段一一对应的多个固定阵列流形矩阵. 利用多重信号分类算法估计各短时信号的空间谱, 应用求和运算进一步得到整体时段双曲调频信号空间谱, 通过谱峰搜索实现对双曲调频信号的波达方向估计. 通过仿真实验与分析, 对该方法的水声双曲调频信号波达方向估计的有效性进行了验证, 分析了该方法在阵列接收信号时域分段数、信噪比、目标方位等参数变化条件下的性能. 与传统方法相比, 该方法具有更高的方位分辨率和估计精度.

关键词: 分数阶傅里叶变换; 双曲调频信号; 波达方向估计; 均匀线列阵

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **doi:** 10.7511/dllgxb201803010

0 引 言

宽带线性调频(linear frequency modulation, LFM)信号在通信、雷达、声呐等领域有着广泛的应用^[1-2]. 与电磁波及其传播的大气环境相比, 水下声波具有更低的传播速度和更加复杂的海洋传播环境. 主动声呐探测脉冲如果采用 LFM 信号, 会产生较大的多普勒频移进而导致匹配滤波严重失配, 影响主动声呐的探测性能. 因此, 借鉴蝙蝠、海豚等生物的回声定位系统, 主动声呐在定位过程中一般发射具有多普勒不变性的宽带双曲调频(hyperbolic frequency modulation, HFM)信号^[3-5]. 在海战场环境中, 存在大量的 HFM 信号, 水面舰艇或潜艇如何应用被动拖曳线列阵声呐实现对这些信号的识别、定位值得深入研究.

目标方向被动估计也被称为信号波达方向(direction of arrival, DOA)估计, 由于不需要向外界发射信号, 平台自身具有很好的隐蔽性. 针对

宽带调频信号的 DOA 估计问题一直是国内外研究的热点^[6-12]. 陶然等^[6-8]根据分数阶傅里叶域 LFM 信号的高聚焦性, 首先提出了基于分数阶傅里叶变换(fractional Fourier transform, FRFT)和多重信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法的 LFM 信号高分辨 DOA 估计方法(FRFT-MUSIC), 并在雷达信号 DOA 估计领域得到了大量的应用. Cui 等^[9]针对多途环境下 LFM 信号, 结合 FRFT 和旋转不变技术(estimated by the signal parameters via rotation invariance technique, ESPRIT)提出了一种新的 DOA 估计方法(FRFT-ESPRIT), 实现了多途条件下宽带相干 LFM 信号 DOA 估计. Jin 等^[10]将 FRFT 和虚拟阵列变换相结合, 解决了常规 MUSIC 算法和 ESPRIT 算法中相干信号的发现问题. 王瑞等^[11]对 FRFT-MUSIC 算法中心频率估计进行了改进, 提高了 DOA 估计精度. 刘德亮等^[12]提出了一种短快拍条件下 LFM 信号 DOA

收稿日期: 2018-01-09; 修回日期: 2018-03-22.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61471378, 91748105).

作者简介: 李 军^{*} (1981-), 男, 博士生, E-mail: lijunwk@163.com; 林秋华(1969-), 女, 博士, 教授, 博士生导师, E-mail: qhlin@dlut.edu.cn.

估计方法,仅依靠少量快拍即可实现对 LFM 信号的高分辨率 DOA 估计.在水声信号处理中,陈艳丽等^[13-14]研究了基于 FRFT 的水下 LFM 信号的检测和参数估计问题,李军等^[15]应用 FRFT 实现了水声 LFM 信号的被动测向和测距.这些方法主要都是针对 LFM 信号进行信号参数和 DOA 估计. LFM 与 HFM 信号都是调频信号, LFM 信号频率呈线性变化,应用 FRFT 技术可实现较好的定位效果,然而 HFM 信号的频率呈非线性变化,直接应用 FRFT 技术进行 DOA 估计则会产生一定的误差,如何有效利用 FRFT 技术提高在声呐领域有着广泛应用的 HFM 信号 DOA 估计精度是一个亟待解决的问题.

针对宽带 HFM 信号的 DOA 估计问题,本文结合短时分数阶傅里叶变换(short-time fractional Fourier transform, STFRFT)的基本思想和 MUSIC 算法提出一种基于 STFRFT 的宽带 HFM 信号 DOA 估计方法,简称 STFRFT-MUSIC,并通过仿真实验,对本文方法的有效性进行验证.

1 基本理论

首先给出 LFM、HFM 信号的基本模型,推导两种信号初始频率、截止频率、中心频率和调频率之间的关系,并结合分段线性化思想用多个 STLFM 信号表示 HFM 信号,在此基础上建立均匀线列阵远场宽带 HFM 信号接收数据模型.

1.1 LFM 信号模型

设 f_1 、 f_h 分别为 LFM 信号的初始频率和截止频率, μ 为信号的调频率, T 为周期,则 LFM 信号模型^[1-2]为

$$s(t) = A(t) [\exp(-j\pi(2f_1t + \mu t^2))]; \quad t \in [0, T] \quad (1)$$

LFM 信号的瞬时频率 $f_{sa}(t) = f_1 + \mu t$, LFM 信号的初始频率、截止频率与调频率之间的关系为

$$f_h = f_1 + \mu T, \quad \mu = (f_h - f_1)/T \quad (2)$$

1.2 HFM 信号模型

设 f_z 为 HFM 信号的中心频率, g 为信号频率变化率, T 为周期,则 HFM 信号模型^[3-4]为

$$s(t) = A(t) \exp \left[-j \left(2\pi \frac{f_z^2}{g} \ln \left(1 - \frac{g}{f_z} t \right) \right) \right];$$

$$t \in [-T/2, T/2] \quad (3)$$

HFM 信号的瞬时频率为

$$f_{sa}(t) = \frac{\partial}{\partial t} \left[-\frac{f_z^2}{g} \ln \left(1 - \frac{g}{f_z} t \right) \right] = \frac{f_z}{1 - (g/f_z)t} \quad (4)$$

设 $f_1 = f_{sa}(-T/2)$, $f_h = f_{sa}(T/2)$ 分别为 HFM 信号的初始频率和截止频率,即

$$f_1 = \frac{f_z}{1 + gT/2f_z}, \quad f_h = \frac{f_z}{1 - gT/2f_z} \quad (5)$$

瞬时频率 $f_{sa}(t)$ 在 f_1 和 f_h 之间连续单调,服从双曲分布. HFM 信号的带宽 $B = f_h - f_1$. 根据式(4)、(5)可以推导出 HFM 信号 f_1 、 f_h 、 f_z 和 g 之间关系:

$$f_z = \frac{2f_1f_h}{f_1 + f_h} \quad (6)$$

$$g = \frac{4f_1f_h(f_h - f_1)}{T(f_1 + f_h)^2} \quad (7)$$

由于 HFM 信号的频率呈非线性变化,在阵列接收数据建模过程中难度较大,如果将脉冲宽度为 T 的 HFM 信号 $s_{\text{HFM}}(t)$ 在时域等分成 K 段,那么该信号就可以用 K 个脉冲宽度为 T/K 的 STLFM 信号 $s_{\text{STLFM}}^{(k)}(t)$ 来近似表示,如下式所示:

$$s_{\text{HFM}}(t) \approx (s_{\text{STLFM}}^{(1)}(t) \quad s_{\text{STLFM}}^{(2)}(t) \quad \cdots \quad s_{\text{STLFM}}^{(K)}(t)) \quad (8)$$

1.3 HFM 信号阵列接收模型

设均匀线列阵声呐有 M 个阵元,间距为 d ,其中 1 号阵元为参考阵元.远场环境存在 Q 个宽带 HFM 信源,其阵列接收数据模型如图 1 所示.

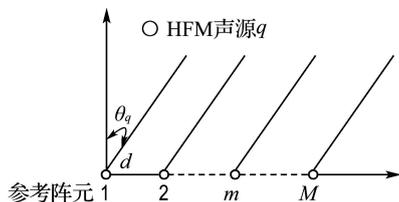


图 1 均匀线列阵声呐远场宽带 HFM 信号接收模型

Fig. 1 The wideband HFM signal receiving model with uniform linear array sonar in far field

根据式(8),第 q 个 HFM 信号用 K 个 STLFM 信号可以近似地表示为

$$s_{q\text{HFM}}(t) \approx (s_{q\text{STLFM}}^{(1)}(t) \quad s_{q\text{STLFM}}^{(2)}(t) \quad \cdots \quad s_{q\text{STLFM}}^{(K)}(t)); \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (9)$$

式中： $s_{q\text{STLFM}}^{(k)}(t)$ 表示第 q 个 HFM 信号的第 k 段 STLFM 信号，为了简化起见，在后续的公式推导中用 $s_q(t)$ 代替 $s_{q\text{HFM}}(t)$ ， $s_q^{(k)}(t)$ 代替 $s_{q\text{STLFM}}^{(k)}(t)$ 。根据式(1)， $s_q^{(k)}(t)$ 的数学模型^[6]为

$$s_q^{(k)}(t) = \exp(j\pi(2f_q^{(k)}t + \mu_q^{(k)}t^2));$$

$$q=1, 2, \dots, Q, k=1, 2, \dots, K \quad (10)$$

式中： $f_q^{(k)}$ 为第 q 个 HFM 信号的第 k 段 STLFM 信号的初始频率， $\mu_q^{(k)}$ 为该段信号的调频率。

设 θ_q 为第 q 个信号到均匀线列阵的入射角， c 为声速，第 q 个信号到达第 m 个阵元时相对于参考阵元(1号阵元)的时延 τ_{qm} 为^[6-7]

$$\tau_{qm} = (m-1)d\sin\theta_q/c \quad (11)$$

则第 m 个阵元的接收信号时域表示形式为

$$x_m(t) = \sum_{q=1}^Q s_q(t - \tau_{qm}) + n_m(t) \approx$$

$$\sum_{q=1}^Q (s_q^{(1)}(t - \tau_{qm}) \quad s_q^{(2)}(t - \tau_{qm}) \quad \dots$$

$$s_q^{(K)}(t - \tau_{qm})) + n_m(t);$$

$$m=1, 2, \dots, M \quad (12)$$

式中： $n_m(t)$ 表示噪声， $s_q(t)$ 表示接收的第 q 个 HFM 信号， $s_q^{(k)}(t)$ 表示 HFM 信号时域分段后的第 k 时段 STLFM 信号。将式(10)、(11)代入式(12)，得到观测信号为

$$\mathbf{X}(t) = (\mathbf{X}^{(1)}(t) \quad \mathbf{X}^{(2)}(t) \quad \dots \quad \mathbf{X}^{(K)}(t)) \quad (13)$$

$$\mathbf{X}^{(k)}(t) \approx \sum_{q=1}^Q \mathbf{a}_q^{(k)}(\theta_q, t) s_q^{(k)}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (14)$$

式中： $\mathbf{N}(t) = (n_1(t) \quad n_2(t) \quad \dots \quad n_M(t))^T$ 是高斯白噪声；空间协方差为 $\sigma^2 \mathbf{I}$ ， $\mathbf{a}_q^{(k)}(\theta_q, t)$ 为第 q 个 HFM 信号的第 k 时段 STLFM 信号在 M 线阵上的导向矢量矩阵，可表示为

$$\mathbf{a}_q^{(k)}(\theta_q, t) = \begin{pmatrix} 1 \\ \exp(-j2\pi(f_q^{(k)} + \mu_q^{(k)}t)\tau_{q2}) \exp(j\pi\mu_q^{(k)}\tau_{q2}^2) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi(f_q^{(k)} + \mu_q^{(k)}t)\tau_{qM}) \exp(j\pi\mu_q^{(k)}\tau_{qM}^2) \end{pmatrix} \quad (15)$$

其中时延 τ_{qm} 可由式(11)求得。由式(15)可以看出 $\mathbf{a}_q^{(k)}(\theta_q, t)$ 是由 HFM 信号分段后的每一段 STLFM 信号的初始频率 $f_q^{(k)}$ 、调频率 $\mu_q^{(k)}$ 、信源的方位角 θ_q 等未知参数所组成的函数构成。

2 短时分数阶傅里叶域 HFM 信号 DOA 估计方法

本文利用短时分数阶傅里叶域 HFM 信号接

收模型代替传统的阵列数据模型，将 HFM 信号时变阵列流形矩阵变换为多个短时固定的阵列流形矩阵，利用 MUSIC 算法实现多个 HFM 信号的高分辨 DOA 估计。

2.1 短时分数阶傅里叶域 HFM 信号接收模型

设 $s_{qm}(t) \approx (s_{qm}^{(1)}(t) \quad s_{qm}^{(2)}(t) \quad \dots \quad s_{qm}^{(K)}(t))$ 为阵元 m 上接收的第 q 个 HFM 信号， $s_{qm}^{(k)}(t)$ 为该信号被分解后的第 k 段 STLFM 信号，由于 1 号阵元为参考阵元，则有

$$s_{q1}(t) = s_q(t), \quad s_{q1}^{(k)}(t) = s_q^{(k)}(t) \quad (16)$$

$s_{qm}^{(k)}(t)$ 与原始信号 $s_q(t)$ 中的 $s_q^{(k)}(t)$ 和参考阵元接收信号 $s_{q1}(t)$ 中的 $s_{q1}^{(k)}(t)$ 的关系为

$$s_{qm}^{(k)}(t) = s_q^{(k)}(t - \tau_{qm}) = s_{q1}^{(k)}(t - \tau_{qm}) \quad (17)$$

当采样率为 f_s ，快拍数为 N 时， $s_{q1}^{(k)}(t)$ 的离散信号 $s_{q1}^{(k)}(n)$ 表示形式为

$$s_{q1}^{(k)}(n) = \exp(j\pi(2f_q^{(k)}n/f_s + \mu_q^{(k)}(n/f_s)^2));$$

$$n = -(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2 \quad (18)$$

根据 Ozaktas 等提出的快速离散 FRFT (DFRFT) 算法^[16]， $s_{q1}^{(k)}(n)$ 关于 α 角的 N 点 DFRFT 信号 $S_{q1}^{(k)}(\alpha, v)$ 可表示为^[6, 15]

$$S_{q1}^{(k)}(\alpha, v) = \frac{\sqrt{1 - j\cot\alpha}}{\sqrt{N}} \exp(j\pi v^2 \cot\alpha / N) \times$$

$$\sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} \exp(j2\pi n(-m\csc\alpha/N +$$

$$f_q^{(k)}/f_s)) \exp(j\pi n^2(\cot\alpha/N +$$

$$\mu_q^{(k)}/f_s^2)) \quad (19)$$

在 (α, v) 平面，对 $S_{q1}^{(k)}(\alpha, v)$ 作峰值搜索可得到与该段 STLFM 信号对应的峰值坐标 $(\alpha_{q1}^{(k)}, v_{q1}^{(k)})$ ，与该段信号的初始频率 $f_q^{(k)}$ 、调频率 $\mu_q^{(k)}$ 的对应关系为

$$f_q^{(k)} = v_{q1}^{(k)} f_s \csc\alpha_{q1}^{(k)} / N$$

$$\mu_q^{(k)} = -f_s^2 \cot\alpha_{q1}^{(k)} / N \quad (20)$$

设 $(\hat{f}_q^{(k)}, \hat{\mu}_q^{(k)})$ 为第 k 时段 STLFM 信号的初始频率和调频率估计值，可由式(20)完成估计。

设阵元 m 上接收信号 $s_{qm}^{(k)}(t)$ 的 DFRFT 为 $S_{qm}^{(k)}(\alpha, v)$ ，其出现峰值的坐标 $(\alpha_{qm}^{(k)}, v_{qm}^{(k)})$ 与参考阵元(1号阵元)信号分数阶傅里叶域峰值坐标 $(\alpha_{q1}^{(k)}, v_{q1}^{(k)})$ 满足如下关系^[6]：

$$\alpha_{q1}^{(k)} = \alpha_{q2}^{(k)} = \dots = \alpha_{qm}^{(k)} = \dots = \alpha_{qM}^{(k)} \quad (21)$$

$$v_{qm}^{(k)} = v_{q1}^{(k)} + f_s \tau_{qm} \cos\alpha_{q1}^{(k)} \quad (22)$$

$$S_{qm}^{(k)}(\alpha_{qm}^{(k)}, v_{qm}^{(k)}) = A_q^{(k)}(\theta_q, \tau_{qm}) S_{q1}^{(k)}(\alpha_{q1}^{(k)}, v_{q1}^{(k)}) \quad (23)$$

其中

$$A_q^{(k)}(\theta_q, \tau_{qm}) = \exp\left(\frac{j\pi}{N}\tau_{qm}(-2v_{q1}^{(k)}f_s \sin \alpha_{q1}^{(k)})\right) \times \exp\left(\frac{j\pi}{N}\tau_{qm}^2(-f_s^2 \sin \alpha_{q1}^{(k)} \cos \alpha_{q1}^{(k)})\right) \quad (24)$$

由 $A_q^{(k)}(\theta_q, \tau_{qm})$ 可构成第 q 个 HFM 信号的第 k 段 STLFM 信号在分数阶傅里叶域的方向向量:

$$A_q^{(k)}(\theta_q) = (1 \quad A_q^{(k)}(\theta_q, \tau_{q2}) \quad \cdots \quad A_q^{(k)}(\theta_q, \tau_{qM}))^T \quad (25)$$

$A_q^{(k)}(\theta_q)$ 取值与时延 τ_{qm} 和信号的时域分段数 k 有关, 即与第 q 个信号的人射角 θ_q 及该信号对应的具体时域分段数 k 有关, 在该段时域内 $A_q^{(k)}(\theta_q)$ 是时不变的, 由 $A_q^{(k)}(\theta_q)$ 可组成所有信号的第 k 段 STLFM 信号在分数阶傅里叶域的阵列流形矩阵 $A^{(k)}(\theta)$:

$$A^{(k)}(\theta) = (A_1^{(k)}(\theta_1) \quad A_2^{(k)}(\theta_2) \quad \cdots \quad A_Q^{(k)}(\theta_Q)) \quad (26)$$

选择分数阶傅里叶域 Q 个峰值点上的数据作为第 m 个阵元上的第 k 时段接收数据的分数阶傅里叶域输出:

$$X_m^{(k)} = (X_m^{(k)}(\alpha_{1m}^{(k)}, v_{1m}^{(k)}) \quad X_m^{(k)}(\alpha_{2m}^{(k)}, v_{2m}^{(k)}) \quad \cdots \quad X_m^{(k)}(\alpha_{Qm}^{(k)}, v_{Qm}^{(k)}))^T \quad (27)$$

阵列所有阵元接收信号的第 k 时段分数阶傅里叶域输出为

$$X^{(k)} = (X_1^{(k)} \quad X_2^{(k)} \quad \cdots \quad X_M^{(k)})^T \quad (28)$$

将 K 个时段的分数阶傅里叶域输出组合在一起就可以得到远场宽带 HFM 信号在分数阶傅里叶域接收数据模型

$$X = (X^{(1)} \quad X^{(2)} \quad \cdots \quad X^{(K)}) \quad (29)$$

其中

$$X^{(k)} = A^{(k)}(\theta)S^{(k)} + N \quad (30)$$

$$S^{(k)} = \text{diag}\{S_1^{(k)}(\alpha_{11}^{(k)}, u_{11}^{(k)}), S_2^{(k)}(\alpha_{21}^{(k)}, u_{21}^{(k)}), \cdots, S_Q^{(k)}(\alpha_{Q1}^{(k)}, u_{Q1}^{(k)})\} \quad (31)$$

2.2 HFM 信号 DOA 估计方法

根据短时分数阶傅里叶域 HFM 信号接收数据模型, 首先将阵列输出数据 X 在时域分成 K 段, 将每段数据逐一转化到分数阶傅里叶域, 设 $R_{XX}^{(k)}$ 为输出数据的第 k 时段信号在分数阶傅里叶域的相关矩阵, 对 $R_{XX}^{(k)}$ 进行特征分解:

$$R_{XX}^{(k)} = U_s^{(k)} \Sigma_s^{(k)} U_s^{(k)H} + U_n^{(k)} \Sigma_n^{(k)} U_n^{(k)H} \quad (32)$$

式中: $U_s^{(k)}$ 是第 k 时段信号子空间, $U_n^{(k)}$ 是第 k 时段噪声子空间. 根据 MUSIC 算法原理, 可得到第 q 个信号的第 k 时段信号的 STFRFT-MUSIC 空间谱为

$$P_q^{(k)}(\theta) = \frac{1}{A_q^{(k)H}(\theta)U_n^{(k)}U_n^{(k)H}A_q^{(k)}(\theta)} \quad (33)$$

将各个时段信号得到的空间谱进行求和运算得到第 q 个 HFM 信号的第 k 时段信号的 STFRFT-MUSIC 空间谱为

$$P_q(\theta) = \sum_{k=1}^K P_q^{(k)}(\theta) \quad (34)$$

对上式进行最大值搜索, STFRFT-MUSIC 空间谱 $P_q(\theta)$ 最大值对应的坐标 θ_q 即为第 q 个信号的 DOA 估计.

综上所述, 给出本文提出的 STFRFT-MUSIC 算法的具体实现步骤:

(1) 将阵元接收数据 X 在时域等分成 K 段, 设第 m 号阵元的第 k 时段接收数据为 $X_m^{(k)}$.

(2) 对 $X_1^{(k)}(t)$ 进行 DFRFT 得到该时段数据的 $X_1^{(k)}(\alpha_{q1}^{(k)}, v_{q1}^{(k)})$, 搜索 $(\alpha_{q1}^{(k)}, v_{q1}^{(k)})$ 平面上的 Q 个峰值坐标 $(\alpha_{q1}^{(k)}, v_{q1}^{(k)})$.

(3) 根据式(19)、(21), 分别计算各个阵元上第 k 时段数据关于 $\alpha_{q1}^{(k)}$ 角的 DFRFT, 通过进一步峰值搜索得到第 q 个信号对应的 $v_{qm}^{(k)}$.

(4) 根据式(27)、(28)由 $X_m^{(k)}(\alpha_{qm}^{(k)}, v_{qm}^{(k)})$ 构造分数阶傅里叶域第 k 时段信号对应的接收数据矩阵 $X^{(k)}(\alpha_q^{(k)}, v_q^{(k)}) = (X_1^{(k)}(\alpha_{q1}^{(k)}, v_{q1}^{(k)}) \quad X_2^{(k)}(\alpha_{q1}^{(k)}, v_{q1}^{(k)}) \quad \cdots \quad X_M^{(k)}(\alpha_{qM}^{(k)}, v_{qM}^{(k)}))^T$.

(5) 计算相关矩阵 $R_{XX}^{(k)} = X^{(k)}(\alpha_q^{(k)}, v_q^{(k)})X^{(k)}(\alpha_q^{(k)}, v_q^{(k)})^H$, 通过特征值分解估计分数阶傅里叶域信号的噪声子空间 $U_n^{(k)}$.

(6) 明确 DOA 搜索范围及步长, 根据式(11)、(24)、(25)计算每一个方位角 θ 对应的第 q 个 HFM 信号第 k 时段 STLFM 信号的方向向量 $A_q^{(k)}(\theta_q^{(k)})$.

(7) 由式(33)得到第 q 个 HFM 信号的第 k 时段 STLFM 信号对应的 STFRFT-MUSIC 空间谱 $P_q^{(k)}(\theta)$.

(8) 重复(2)~(7), 分别得到第 q 个 HFM 信号在各个时段上的 STFRFT-MUSIC 空间谱.

(9) 由式(34)得到第 q 个 HFM 信号对应的 STFRFT-MUSIC 空间谱 $P_q(\theta)$, 极大值对应的方

位角 θ_{\max} 为该信号 DOA 估计。

(10) 如果有多个 HFM 信号, 重复(2)~(9), 逐一得到每个信号对应的 DOA 估计。

3 仿真实验

为了验证本文方法的有效性, 开展了 3 种仿真实验。首先, 对 LFM、HFM、STLFM 信号的频谱分布情况进行了仿真研究; 其次, 以拖曳线列阵为背景仿真研究了传统 FRFT-MUSIC 方法和本文 STFRFT-MUSIC 方法对 HFM 信号频谱和 DOA 估计的性能; 最后, 重点分析了时域分段数、信噪比和目标方位等对算法性能的影响。

3.1 HFM 与 STLFM 信号频谱分析

设主动声呐信号的脉冲宽度 $T=1$ s, 初始频率 $f_1=1$ kHz、截止频率 $f_h=2$ kHz, LFM 信号与 HFM 信号频谱分布见图 2, LFM 信号的频率特性呈线性单调递增, 而 HFM 信号的频率特性呈非线性单调递增。如果将 HFM 信号在时域分别等分成 2、5、10 段, 每一段信号都用一个 STLFM 信号来代替, 新的多段 STLFM 信号的频谱分布见图 2, 可以看出, 随着时域分段数的逐步增加, 用多个 STLFM 信号来近似表示 HFM 信号是可行的。

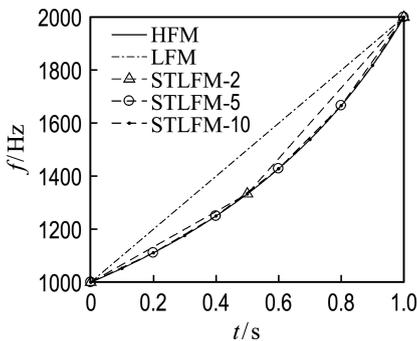


图2 LFM 信号和 HFM 信号的频谱

Fig. 2 The spectrum of LFM signal and HFM signal

3.2 时域分段与频率估计分析

仿真实验中, 原始信号采用上节仿真中的 HFM 信号, 线列阵阵元数 $M=100$, 阵元间距 $d=0.2$ m, 声速 $c=1500$ m/s, 采样频率 $f_s=48$ kHz, 目标位于 0° , 方位扫描步长 0.01° , 噪声为信噪比为 -3 dB 的加性高斯白噪声。

根据本文所提出的方法, 首先应该在时域对接收数据进行分段处理, 本节重点研究具体的分

段数对算法性能的影响。根据式(19)和(20), 应用分数阶傅里叶变换可以实现对原始信号初始频率和调频率的估计, 当时域信号不分段和分段数分别为 2、5、10 时, 图 3 给出了本文方法对 HFM 信号频率分布的估计情况。当时域不分段时, 就是基于 FRFT 方法对 HFM 信号进行参数估计, 可以看出初始频率要远高于 HFM 信号的初始频率 (1 kHz), 而截止频率要远低于 HFM 信号的截止频率 (2 kHz)。当分段数为 2 时, 频率参数的估计误差依然较大; 当分段数增加到 5 时, 频率参数的估计性能得到大幅的提高; 当分段数增加到 10 时, 对 HFM 信号的频率估计已经非常逼近原始信号。因此在后续的仿真过程中在时域将接收数据分成 5 段或 10 段来完成 HFM 信号的 DOA 估计。

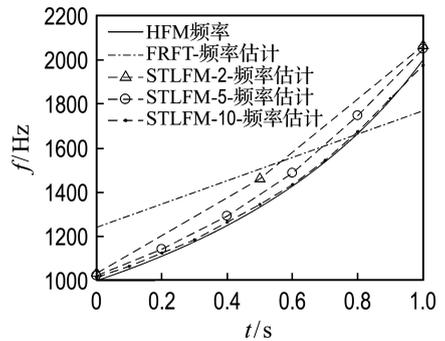


图3 不同时间分段数条件下频率估计情况

Fig. 3 Frequency estimation under different time domain piecewise numbers

图 4 给出了分别应用 FRFT-MUSIC 和 STFRFT-MUSIC 方法对 HFM 目标信号进行 DOA 估计的空间谱, 其中 STFRFT-MUSIC-5 和 STFRFT-MUSIC-10 分别表示在时域分成 5 段和 10 段进行 DOA 估计。可以看出由于 STFRFT-MUSIC 方法在时域进行了分段处理, 对 HFM 信号参数估计比较准确, 因此在后续的仿真实验中对 HFM 信号的 DOA (θ_q) 估计误差较小, 随着分段数的增多主瓣宽度会逐渐变窄, 旁瓣抑制效果也逐渐变好, 与 FRFT-MUSIC 方法相比具有较高的方位分辨率和估计精度。

通过本节仿真可以看出虽然随着时域分段数的增加本文 STFRFT-MUSIC 方法的探测性能会逐步提高, 在理论上随着时域分段数的无限增大 STFRFT 所估计出的 HFM 信号频率分布情

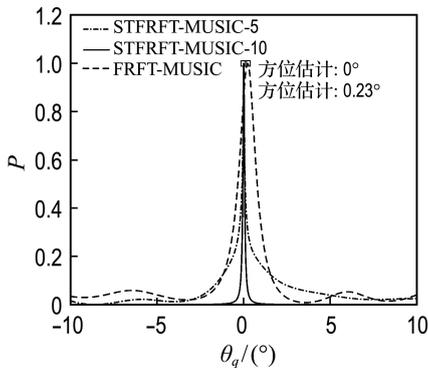


图 4 STFRFT-MUSIC 与 FRFT-MUSIC 空间谱

Fig. 4 The spatial spectrum of STFRFT-MUSIC and FRFT-MUSIC

况将无限逼近原始信号的频率分布情况,但这是建立在系统采样频率足够大的基础之上.在实际的主动声呐系统中,采样频率一般为固定值,随着分段数的增大,每段时长将随之减小,对应的采样点数也相应减少.由于海洋环境的复杂性和声传播多途效应的影响,较少的采样点数必然会影响到 STFRFT-MUSIC 方法的估计性能,因此在实际使用过程中时域分段数不宜过高.由于涉及时域的分段,STFRFT-MUSIC 方法对于脉冲宽度较小、频率变化不大的近程主动声呐不具备优势,而对于脉冲宽度大于 0.5 s、频率变化率范围大于 0.5 kHz 的远程低频主动声呐则具有明显优势.

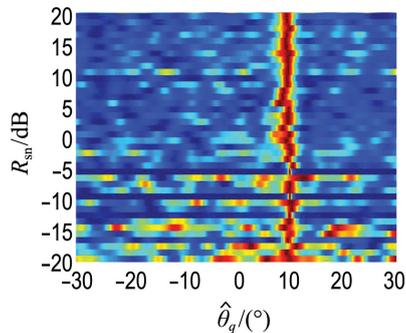
3.3 信噪比对算法性能的影响

本节采用蒙特卡罗仿真分析方法研究信噪比和目标方位对算法性能的影响,应用均方根误差 (estimated root mean-square error, e_{rms}) 来评价算法 DOA 估计性能:

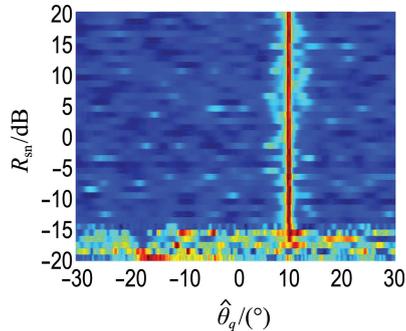
$$e_{rms}(\theta_q) = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\theta_q - \hat{\theta}_{qk})^2}, \quad q=1,2,\dots,Q \tag{35}$$

式中: θ_q 为第 q 个 HFM 信号的真实方位, $\hat{\theta}_{qk}$ 为第 k 次仿真 DOA 估计值, K 为蒙特卡罗仿真次数.

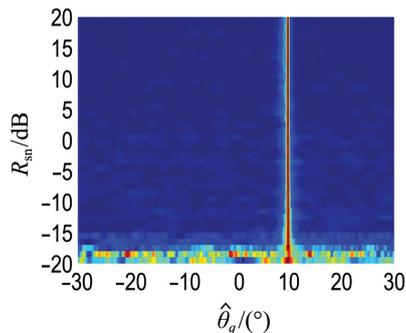
设 HFM 目标信号位于 10° , 其他仿真条件同上节, 当信噪比从 -20 dB 变化到 20 dB 时, 分别应用 FRFT-MUSIC 与 STFRFT-MUSIC 方法进行 DOA 估计, 图 5 给出了不同信噪比 R_{sn} 条件下两种方法的 DOA 估计空间谱, 图 6 给出了通过 100 次蒙特卡罗仿真后两种方法在不同信噪比下 DOA 估计的均方根误差曲线.



(a) FRFT-MUSIC



(b) STFRFT-MUSIC-5



(c) STFRFT-MUSIC-10

图 5 两种方法在不同 SNR 条件下 DOA 估计

Fig. 5 DOA estimation of two methods under different SNR

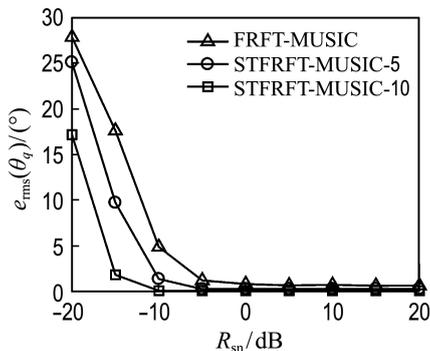


图 6 不同信噪比条件下两种方法的均方根误差曲线

Fig. 6 The RMSE curve of two methods under different SNR

可以看出,FRFT-MUSIC 方法在信噪比高于 -5 dB时能够对目标 DOA 进行有效估计,但始终存在系统误差;STFRFT-MUSIC-5 和 STFRFT-MUSIC-10 分别在信噪比高于 -10 dB 和 -15 dB 时可对目标 DOA 进行有效估计,STFRFT-MUSIC 方法的系统误差要远小于 FRFT-MUSIC 方法,该系统误差随着时域分段数的增多而逐渐减小。

上述仿真是针对噪声为高斯白噪声的情况,下面考虑噪声为有色噪声情况,设噪声的能量主要分布在 $1.35\sim 1.55$ kHz,两种方法在该有色噪声干扰下 DOA 估计的均方根误差曲线如图 7 所示。

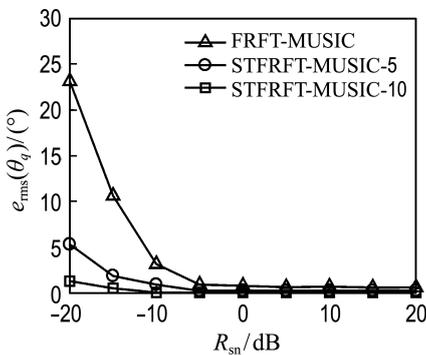


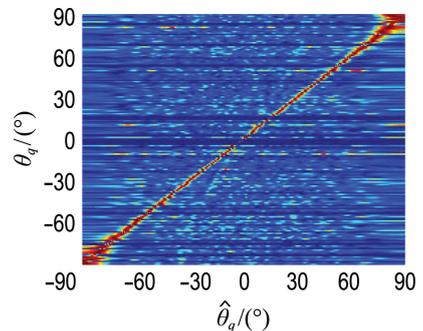
图 7 有色噪声干扰下两种方法的均方根误差曲线
Fig. 7 The RMSE curve of two methods under colored noise

可以看出,有色噪声对 STFRFT-MUSIC 方法的影响有限,而对 FRFT-MUSIC 方法的影响则较大,这是由于 STFRFT-MUSIC 方法采用了时域分段处理.对于 STFRFT-MUSIC-5 方法而言,该有色噪声干扰的是第 2、3 时段信号,对其他 3 个时段信号的干扰不大;对于 STFRFT-MUSIC-10 方法而言,其干扰的是第 4、5、6 段信号,对于其他 7 个时段信号的干扰不大. STFRFT-MUSIC 方法对于干扰频段内短时信号 DOA 估计性能较差,但对其他频段的短时信号 DOA 估计则较好,根据式(34)STFRFT-MUSIC 方法最终的 DOA 估计结果是多个时段信号 DOA 估计结果的和,因此该有色噪声对 STFRFT-MUSIC 方法的影响有限.对于 FRFT-MUSIC 方法,由于没有在时域对信号进行分段处理,在 DOA 估计过程中将受有色噪声干扰的 HFM 信号作为一个整体进行参数的估计,噪声对其参数估计的影响较大,进而影响了 DOA 估

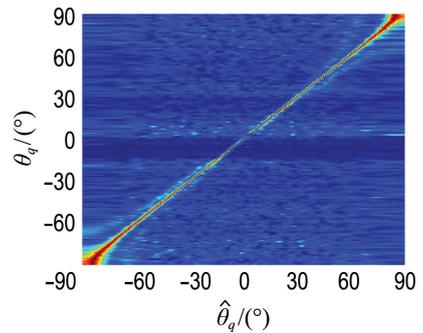
计性能,因此本文方法的抗有色噪声干扰能力要高于 FRFT-MUSIC 方法。

3.4 目标方位对算法性能的影响

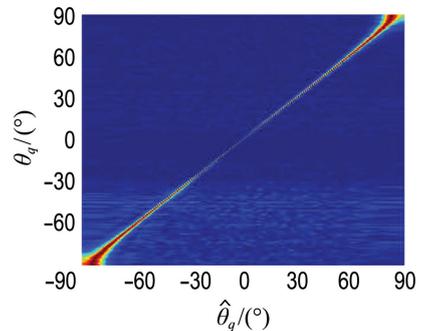
本节研究目标方位变化对算法性能的影响,基本仿真条件同上节,噪声为高斯白噪声,信噪比为 -3 dB,设 HFM 目标信号方位从 -90° 变化到 90° ,图 8 给出了不同目标方位条件下两种方法的 DOA 估计空间谱,图 9 给出了通过 100 次蒙特卡罗仿真后两种方法在不同目标方位条件下 DOA 估计的均方根误差曲线.可以看出,两种方法对 0° 方向目标估计误差最小,随着目标方位角的增



(a) FRFT-MUSIC



(b) STFRFT-MUSIC-5



(c) STFRFT-MUSIC-10

图 8 两种方法在不同目标方位条件下 DOA 估计

Fig. 8 DOA estimation of two methods under different target azimuth

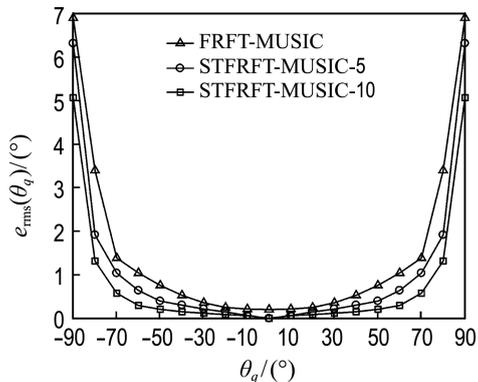


图9 不同目标方位条件下两种方法的均方根误差曲线

Fig.9 The RMSE curve of two methods under different target azimuth

大,误差会逐渐增大,当目标方位角大于 70° 时 DOA 估计误差增大明显. 在方位估计精度方面 STFRFT-MUSIC-10 最好, STFRFT-MUSIC-5 次之, FRFT-MUSIC 最差.

4 结 语

针对海战场环境中大量存在的宽带 HFM 信号 DOA 估计问题, 本文结合短时分数阶傅里叶变换思想, 提出了一种基于 STFRFT 的 HFM 信号 DOA 估计方法. 通过仿真实验, 对 LFM、HFM、STLFM 等信号的频谱进行了分析, 研究了时域分段数、信噪比、目标方位等对算法性能的影响, 对该方法的有效性进行了验证. 与传统方法相比, 本文方法具有较高的方位分辨率和估计精度, 在被动拖曳线列阵声呐或多基地声呐系统中有着广泛的应用前景.

参考文献:

[1] BARBAROSSA S. Analysis of multicomponent LFM signals by a combined Wigner-Hough transform [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, **43**(6):1511-1515.

[2] LEE D H, SHIN J W, DO D W, *et al.* Robust LFM target detection in wideband sonar systems [J]. *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, 2017, **53**(5):2399-2412.

[3] 朱 楚, 倪伯林. 动物声呐信号在鱼雷中的应用[J]. *声学学报*, 1999, **24**(1):29-44.

ZHU Ye, NI Bolin. Application of animal sonar signals in torpedoes [J]. *Acta Acustica*, 1999,

24(1):29-44. (in Chinese)

[4] 庞玉红, 严 琪, 王世闯. 基于瞬时频率的双曲调频信号距离估计误差分析[J]. *声学技术*, 2016, **35**(5):421-425.

PAN Yuhong, YAN Qi, WANG Shichuang. Instantaneous-frequency-based ranging bias analysis of HFM waveforms [J]. *Technical Acoustics*, 2016, **35**(5):421-425. (in Chinese)

[5] DUTTA-ROY A. Radar spectrum engineering and management: technical and regulatory issues [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2015, **103**(1):77-84.

[6] 陶 然, 周云松. 基于分数阶傅里叶变换的宽带 LFM 信号波达方向估计新算法[J]. *北京理工大学学报*, 2005, **25**(10):895-899.

TAO Ran, ZHOU Yunsong. A novel method for the direction of arrival estimation of wideband linear frequency modulated sources based on fractional Fourier transform [J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2005, **25**(10):895-899. (in Chinese)

[7] 杨小明, 陶 然. 基于分数阶傅里叶变换的线性调频信号二维波达方向估计[J]. *电子学报*, 2008, **36**(9):1737-1740.

YANG Xiaoming, TAO Ran. 2-D DOA estimation of LFM signals based on fractional Fourier transform [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2008, **36**(9):1737-1740. (in Chinese)

[8] LIU Shengheng, SHAN Tao, ZHANG Yimin D, *et al.* A fast algorithm for multi-component LFM signal analysis exploiting segmented DPT and SDFrFT [C] // **2015 IEEE International Radar Conference**. Arlington: IEEE, 2015:1139-1143.

[9] CUI Yue, LIU Kaihua, WANG Junfeng. Direction of arrival estimation of coherent wideband LFM signals in multipath environment [C] // **2010 IEEE 10th International Conference on Signal Processing, ICSP 2010**. Beijing: IEEE, 2010:58-61.

[10] JIN Xiang, ZHANG Tianqi, BAI Juan, *et al.* DOA estimation of coherent wideband LFM signals based on fractional Fourier transform and virtual array [C] // **Proceedings - 2010 3rd International Congress on Image and Signal Processing, CISP 2010**. Yantai: IEEE, 2010:4380-4384.

[11] 王 瑞, 马 艳. 基于分数阶傅里叶变换的线性调频脉冲信号波达方向估计[J]. *兵工学报*, 2014, **35**(3):421-427.

WANG Rui, MA Yan. DOA estimation of

- wideband linear frequency modulated pulse signals based on fractional Fourier transform [J]. *Acta Armamentarii*, 2014, **35**(3):421-427. (in Chinese)
- [12] 刘德亮,刘开华,于洁潇,等. 短快拍条件下宽带 chirp 信号的波达方向估计[J]. 计算机应用, 2015, **35**(2):351-353.
- LIU Deliang, LIU Kaihua, YU Jiexiao, *et al.* DOA estimation for wideband chirp signal with a few snapshots [J]. *Journal of Computer Applications*, 2015, **35**(2):351-353. (in Chinese)
- [13] 陈艳丽,郭良浩,宫在晓. 简明分数阶傅里叶变换及其对线性调频信号的检测和参数估计[J]. 声学学报, 2015, **40**(6):761-771.
- CHEN Yanli, GUO Lianghao, GONG Zaixiao. The concise fractional Fourier transform and its application in detection and parameter estimation of the linear frequency-modulated signal [J]. *Acta Acustica*, 2015, **40**(6):761-771. (in Chinese)
- [14] 李秀坤,孟祥夏,夏 峙. 水下目标几何声散射回波在分数阶傅里叶变换域中的特性[J]. 物理学报, 2015, **64**(6):064302.
- LI Xiukun, MENG Xiangxia, XIA Zhi. Characteristics of the geometrical scattering waves from underwater target in fractional Fourier transform domain [J]. *Acta Physica Sinica*, 2015, **64**(6):064302. (in Chinese)
- [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]. 系统工程与电子技术, 2016, **38**(8):1737-1743.
- LI Jun, LIN Qiuhua, YANG Xiuting, *et al.* Passive DOA and range estimation method for near-field broadband LFM signals [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2016, **38**(8):1737-1743. (in Chinese)
- [16] OZAKTAS H M, ARIKAN O, KUTAY M A, *et al.* Digital computation of the fractional Fourier transform [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1996, **44**(9):2141-2150.

A DOA estimation method for underwater wideband HFM signals

LI Jun^{*1,2}, LIN Qiuhua¹, WANG Kai³, KANG Chunyu², YANG Xiuting²

(1. School of Information and Communication Engineering, Faculty of Electronic Information and Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China;

2. Department of Underwater Weaponry and Chemical Defense, Dalian Naval Academy, Dalian 116018, China;

3. Department of Computer Science and Technology, Dalian Neusoft University of Information, Dalian 116023, China)

Abstract: A method of estimating the direction of arrival (DOA) for underwater wideband hyperbolic frequency modulation (HFM) signal is proposed based on short-time fractional Fourier transform. The received wideband HFM signal data model of uniform linear array sonar in the far field is established. The received signal is divided into multiple short-time signals in time domain and fractional Fourier transform is applied to transform the traditional array data into a short-time fractional Fourier domain array data. At the same time, the time-varying array manifold matrix is correspondingly transformed into a fixed array manifold matrix. The spatial spectrum of each short-time signal is estimated by the multiple signal classification (MUSIC) algorithm, and the HFM signal spatial spectrum of the whole time is further obtained by summation operation. Finally, DOA estimation of HFM signals is realized through spectral peak search. The effectiveness of the method to estimate the DOA of underwater HFM signals is verified by simulation experiments and the influence of time domain segmentation number, SNR and sound source orientation on the performance of the method is mainly studied. Compared with the traditional method, this method has higher azimuth resolution and estimation accuracy.

Key words: fractional Fourier transform; hyperbolic frequency modulation signal; direction of arrival estimation; uniform linear array