

双目标相干源窄带信号波达方向估计算法

王心怡, 罗松

(昆明船舶设备研究试验中心, 云南昆明 650051)

摘要: 利用水下目标发出的窄带信号, 能够实现目标方向的精确估计。针对均匀线列阵接收水下目标窄带信号的特点, 提出一种相干源波达方向(Direction of Arrival, DOA)估计的快速算法。通过精确估计目标信号对应的空间频率, 直接计算出单目标或双目标信号的波达方向。对该算法进行了理论推导, 通过仿真对算法进行验证, 并对影响 DOA 估计精度的因素进行了分析。仿真结果表明, 该算法具有较高的估计精度, 不受信号时间长度的影响, 算法计算量小, 便于实时处理, 具有较好的工程应用前景。

关键词: 波达方向估计; 相干源; 空间频率; 频率估计

中图分类号: TB566

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2014)-04-0363-04

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2014.04.016

DOA estimation algorithm for two coherent narrowband sources

WANG Xin-yi, LUO Song

(Kunming Shipbuilding Equipment Research and Test Center, Kunming 650051, Yunnan, China)

Abstract: Direction estimation of underwater target could be achieved accurately by using narrowband signal. Aim at the feature of the narrowband signal received by linear hydrophone array, an algorithm of the coherent sources DOA estimation is proposed in this paper, the algorithm can calculate the DOA of a single target or double targets directly by estimating space frequency of target signals. The principle of the algorithm is explained in this paper and simulated with programmed signals; the factors of influencing DOA estimation are also analyzed. The simulation results show that the algorithm has high estimation accuracy, regardless of signal length, the algorithm is convenient for real-time processing, and has a good prospect in engineering applications.

Key words: DOA estimation; coherent sources; space frequency; frequency estimation

0 引言

信号波达方向(DOA)估计是阵列信号处理的传统研究领域。针对窄带信号的DOA估计方法很多, 如MVDR方法、子空间类方法如MUSIC、ESPRIT等高分辨算法, 以及MLE、贝叶斯等基于概率统计的高分辨算法^[1,2]。DOA算法大多是建立在窄带信号的条件下进行研究的。高分辨算法在实现上, 大多是采用空间谱搜索方式, 通过谱峰来分辨目标并估计目标方位, 可以达到较高的空间分辨力, 能够处理多个目标。

然而, 高分辨算法在直接用于相干源的时候, 由于信源相干会使信号自相关矩阵奇异, 从而使高分辨算法分辨力下降, 不能正确分辨相干源。实际应用中, 相干源信号是经常存在的。由于高分辨算

法的计算量较大, 以及对相干源信号的分辨效果下降, 使传统的高分辨算法在多目标相干源 DOA 估计中难以得到有效应用。

针对线列阵接收相干源窄带信号的特点, 本文提出一种 DOA 估计算法, 通过精确估计目标信号对应的空间频率, 可直接计算出目标的波达方向。该算法不受信源相关性的影响, 所需数据量少, 计算量较小, 适合窄脉冲声源等场合。

1 窄带信号接收模型

等间隔线列阵接收信号如图 1 所示, 设目标数为 N , 则第 m 个阵元接收的入射信号为

$$x(m, k) = \sum_{i=1}^N A_i \sin\left(\frac{2\pi f_i}{f_s} k + \phi_{0i} + (m-1) \frac{2\pi f_i d \sin \theta_i}{c}\right) \quad m=1, 2, \dots, M \quad (1)$$

式(1)中: k 为时域采样时刻; f_i 为第 i 个信号的频率; A_i 为第 i 个信号的幅度; f_s 为时域采样率; ϕ_{0i} 为第 i 个信号的时域初相位; c 为声速; d 为相邻

收稿日期: 2013-04-25; 修回日期: 2013-07-05

作者简介: 王心怡(1983—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为水声信号处理。

通讯作者: 王心怡, E-mail: wxy345135@163.com

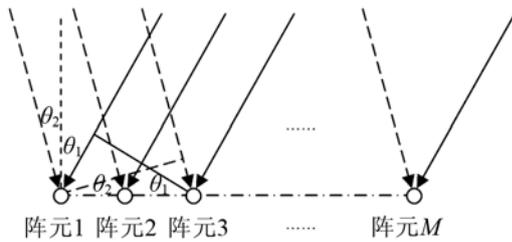


图1 线阵接收信号示意图
Fig.1 Signals received by a linear array

阵元间距; θ_i 为第 i 个信号的入射角; $\frac{d \sin \theta_i}{c}$ 为第 i 个信号在相邻阵元入射的声程差。接收信号的波形图如图 2 所示。

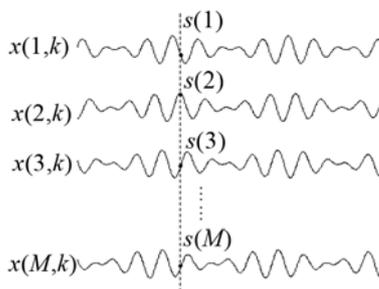


图2 接收信号波形图
Fig.2 Waveforms of received signals

从图 2 及式(1)可以看出, 在同一个采样时刻, 各个阵元的采样点构成一个 M 点的序列

$$s(m) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(2\pi F_i m + \Phi_i) \quad (2)$$

其中

$$F_i = \frac{f_i d \sin \theta_i}{c} \quad (3)$$

$$\Phi_i = \frac{2\pi f_i}{f_s} k + \phi_{0i} - 2\pi F_i \quad (4)$$

通常将 F_i 称为第 i 个信号入射方向 θ_i 对应的空间频率^[2], 序列 $s(m)$ 可以看作由 N 个正弦信号叠加而成。由式(3)可知, $s(m)$ 的每个空间频率成分 F_i 都与各自目标信号的频率和入射角度有关, 因此, 如果求出空间频率 F_i , 就能够进一步得到目标信号波达方向。

从式(3)可以看出, 空间频率 F_i 是由信号频率 f_i 和信号入射角度 θ_i 共同决定的, 因此对于频率相同而方位不同, 或者方位相同而频率不同的双目标信号, 其空间频率 F_i 是不同的, 可以分辨出来。

2 双目标相干源 DOA 估计算法

2.1 信号入射角度的计算

根据上述信号模型, 可以将 DOA 估计转化为

频率估计问题。对 $s(m)$ 进行频率精确估计, 得到每个目标信号对应的空间频率 F_i , 当 f_i 、 d 、 c 均已知情的情况下, 即可得到波达方向的估计值:

$$\theta_i = \arcsin\left(\frac{F_i c}{f_i d}\right) \quad (5)$$

采用频域的频率估计方法对 F_i 进行估计。 $s(m)$ 作为数字序列, 为了进行离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)和频率估计, 需要满足采样定理, 即 $F_i \leq 0.5$, 则在 θ_i 未知的情况下, f_i 、 d 、 c 之间应尽量满足

$$\max_{\theta_i} \left(\frac{f_i d \sin \theta_i}{c}\right) = \frac{f_i d}{c} \leq 0.5, \quad d \leq \lambda_i / 2 \quad (6)$$

当目标个数 $N=1$ 时, $s(m)$ 为单频序列, 相应的频率精确估计方法很多^[3], 而当目标个数 $N=2$ 时, $s(m)$ 为双频序列, 其频率估计分为两种情况:

(1) 若 M 较大, 则在进行 DFT 后, 其频率分辨间隔即相邻谱线之间的间隔就比较小, F_i 对应的频率在频谱上间隔 3 个频率分辨间隔以上, 可以使用单频信号的频率估计方法分别得到每个频率;

(2) 若 M 较小, 则频率分辨间隔较大, 有可能使 F_i 对应的频率在频谱上很邻近, 需要采用专门针对密集双频的频率精确估计方法。

2.2 双频信号频率精确估计方法

双频信号在频域正半轴上的频谱, 以谱线数 l 表示为:

$$X_0(l) = \sum_{i=1}^2 \frac{1}{2} A_i e^{j\phi_i} \delta(l-l_i) \quad (7)$$

在频谱分析的时候对信号进行采样并截断, 相当于加离散窗, N 点离散窗函数的频域特性可以表示为 $e^{-j(\frac{N-1}{N})\pi l} W(l)$, 其中 l 为频率对应的谱线数。加离散窗的信号频谱为原信号频谱 $X_0(l)$ 与窗函数频谱的卷积。设 $l_i = k_i + \delta_i$, 其中 k_i 为正整数, $|\delta_i| < 1$, 为频率估计修正量, 则加窗信号的频谱可以表示为

$$X(k) = \sum_{i=1}^2 \frac{1}{2} A_i e^{j(\phi_i + \frac{N-1}{N}\delta_i)\pi} e^{-j(\frac{N-1}{N})\pi(k-k_i)} W(k-k_i-\delta_i) \quad (8)$$

令 $Z_i = \frac{1}{2} A_i e^{j(\phi_i + \frac{N-1}{N}\delta_i)\pi}$, 则有

$$X(k) = \sum_{i=1}^2 Z_i \cos[(k-k_i)\pi] W(k-k_i-\delta_i) \quad (9)$$

其中, $W(l) = \frac{\sin(\pi l)}{\sin(\pi l/N)}$ 为窗函数的频谱, 在 N 值较大时, 可以近似为 $W(l) = \frac{\sin(\pi l)}{\pi l/N}$ 。

根据上述双频信号的频谱, 得到双频信号的频率精确估计方法, 具体算法如下:

(1) 对序列 $s(m)$ 进行 DFT, 得到频谱 $S(k)$, 通

常, F_i 对应的频率分辨间隔并不是整数, 因此设 F_i 对应的谱线数为 $l_i=k_i+\delta_i$, 其中 k_i 为正整数, $|\delta_i|<1$, 为频率估计修正量;

(2) 根据频谱的幅度, 找出谱峰所在的谱线 k_1 和 k_2 , 设 $m=k_2-k_1$, 表示两个谱峰相隔 m 根谱线。不失一般性, 设 $k_2>k_1$, 如果两个频率比较邻近, 在频谱上只有一个谱峰, 则 $k_1=k_2$, $m=0$;

(3) 谱线 $X(k_1-1)$ 、 $X(k_1)$ 、 $X(k_2)$ 和 $X(k_2+1)$ 之间存在如下关系:

$$X(k_1-1)=AX(k_1)+BX(k_2) \quad (10)$$

$$X(k_2+1)=CX(k_1)+DX(k_2) \quad (11)$$

$$\text{其中 } A=\frac{(m+1)\delta_1(\delta_2+m)}{m(\delta_1+1)(\delta_2+m+1)}, \quad B=\frac{-\delta_2(\delta_1-m)}{m(\delta_1+1)(\delta_2+m+1)},$$

则有

$$(\delta_1+1)(\delta_2+m+1)=\frac{-(m+1)}{A+B-1} \quad (12)$$

$$(\delta_1+1)+(\delta_2+m+1)=\frac{(m+1)A+B-(m+2)}{A+B-1} \quad (13)$$

(4) 通过方程

$$\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}(k_1) & \text{Re}(k_2) \\ \text{Im}(k_1) & \text{Im}(k_2) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \text{Re}(k_1-1) \\ \text{Im}(k_1-1) \end{bmatrix} \quad (14)$$

求出 A 和 B , 其中 $\text{Re}(k)$ 和 $\text{Im}(k)$ 表示频谱 $S(k)$ 的实部和虚部;

(5) 求解一元二次方程

$$(A+B-1)\delta^2+[-(m+1)A-B+(m+2)]\delta-(m+1)=0 \quad (15)$$

得到两个根为 δ_1+1 和 δ_2+m+1 , 根据 δ_1 和 δ_2 的取值范围, 以及 $m>0$, 通常情况下有 $\delta_2+m+1>\delta_1+1$, 可以区分并求出 δ_1 和 δ_2 ;

(6) 根据频率校正量 δ_1 和 δ_2 求出频率估计值对应的谱线数 $l_1=k_1+\delta_1$, $l_2=k_2+\delta_2$, 进而得到频率估计值 F_1 和 F_2 ;

(7) 计算

$$Z_1=\frac{\pi}{M} \left[\frac{\delta_1(\delta_1-m)(\delta_2+m)S(k_1)-\delta_1(\delta_1-m)\delta_2S(k_2)}{m(\delta_1-\delta_2-m)\sin(\pi\delta_1)} \right] \quad (16)$$

$$Z_2=\frac{\pi}{M} \left[\frac{-\delta_1\delta_2(\delta_2+m)S(k_1)+(\delta_1-m)\delta_2(\delta_2+m)S(k_2)}{m(\delta_1-\delta_2-m)\sin(\pi\delta_2)} \right] \quad (17)$$

可以得到双频信号的幅度和相位估计值:

$$A_i=2|Z_i| \quad (18)$$

$$\Phi_i=\varphi_i-\frac{N-1}{N}\delta_i\pi \quad (19)$$

其中 φ_i 为复数 Z_i 的相位。

此外, 还有其他一些针对双频信号的频率精确估计方法^[4], 也可用来估计 F_i 。由于 F_i 只与 θ_i 有关, 而不同的时域采样时刻对于 $s(m)$ 来说, 改变的只是 Φ_i , 因此可以任意选择采样时刻来构成 $s(m)$, 理论

上, 只需一个采样时刻的数据即可完成计算, 实际应用中, 为了减小时域噪声的影响, 也可以选择多个采样时刻, 分别进行计算, 得到多个 θ_i 的估计值, 再取数学期望作为最终估计值。

2.3 入射角度正负的分辨

从式(2)、式(3)可以看出, 如果改变入射角度 θ_i 的符号, 只会使 $s(m)$ 中相应的频率成分反相, 而对其频率估计结果并没有影响。因此, 频率估计的结果永远是正数, 不能分辨出信号入射角度是 θ_i 还是 $-\theta_i$, 需要采取其他方法进行分辨。

将序列 $s(m)$ 对 m 求偏导数, 得到

$$s'(m)=2\pi \sum_{i=1}^N F_i A_i \cos(2\pi F_i m + \Phi_i) \quad (20)$$

可以看出, $s'(m)$ 的数值与 θ_i 的符号是有关的, 根据 F_i 、 A_i 、 Φ_i 的估计结果, 单个目标时, 由 $s'(m)$ 的符号就能够确定 θ 的符号; 双目标时, θ_i 的符号共有 4 种情况, 分别计算对应的 $s'(m)$ 值, 并使用序列 $s(m)$ 的差分作为 $s'(m)$ 的近似估计值, 与 4 种计算值进行比较, 选择最相近的一种, 即可确定相应 θ_i 的符号。

可见本文提出的相干源窄带信号 DOA 估计算法的最大优点就是计算量小, 仅需对 M 点序列进行 DFT, 且所采用的频率精确估计方法计算量也较小, 还可根据需要选取合适的阵元数, 使 M 为 2 的整数次幂, 使用 FFT 计算频谱, 进一步减小计算量。

3 仿真实验

3.1 仿真信号验证

采用 Matlab 产生信号对算法进行仿真, 信号参数为: $f_s=80$ kHz, $d=0.05$ m, $c=1500$ m/s, $\theta_1=-25^\circ$, $f_1=12$ kHz, $\theta_2=35^\circ$, $f_2=15$ kHz, 则相应的 $F_1=0.1409$, $F_2=0.2868$, 目标信号归一化强度为 $A_1=1$, $A_2=0.7$ 。产生 100 组仿真信号, 每组信号叠加了 1~30 kHz 限带白噪声的不同样本, 并且每组信号的 ϕ_{01} 和 ϕ_{02} 随机产生。

使用本文算法, 对每组信号选取 5 个采样时刻进行计算, 对 5 次计算结果取均值作为该组信号最终的估计结果。

表 1 所示为不同阵元数目时, 100 组目标信号入射角度 θ_i 估计值的标准差, 信噪比为 20 dB。

在阵元间距固定的情况下, 增加阵元数目, 相当于增大基阵孔径。随着阵元数目的增加, 频率分辨间隔 $dF=1/M$ 逐渐减小, F_1 和 F_2 在频谱上逐渐远离。用标准差衡量算法的估计精度, 对于双频信

表 1 不同阵元数目下的估计结果标准差(°)
Table 1 Standard deviation of estimation results for different numbers of hydrophones (°)

阵元数	8	10	12	16	22	28
目标1	2.662	0.956	1.146	1.092	1.457	0.332
目标2	3.286	1.135	1.421	1.331	2.548	0.658

号的频率估计精度, 在存在噪声的情况下, 与两个频率成分的邻近程度有关, 大致呈现以下规律: 当两个频率成分相差小于 1 个 dF 时, 估计精度较低, 当相差在 1~4 个 dF 时, 估计精度升高, 而当相差大于 4 个 dF 时, 就可以采用单频的频率估计算法分别估计每个频率, 估计精度较高。

目标信号的相对强度也会影响对应的空间频率的估计精度, 对强目标信号的估计精度要高于弱目标信号。

表 2 所示为不同信噪比下的估计结果标准差, 阵元数目 $M=16$, 其他条件同上。

表 2 不同信噪比下的估计结果标准差(°)
Table 2 Standard deviation of estimation result for different SNRs (°)

信噪比/dB	16	20	26	30	36
目标1	1.547	1.099	0.465	0.215	0.154
目标2	2.276	1.328	0.614	0.383	0.235

可以看出, 估计精度随信噪比的增大而提高, 不只限于本文的仿真条件, 对于频率估计来说, 增大信噪比总会使估计精度提高。

3.2 影响 DOA 估计精度的因素

本文的算法是将 DOA 估计转化为空间频率估计, 因此目标信号入射角度 θ_i 的估计精度取决于空间频率 F_i 的估计精度, 而影响频率估计精度主要有以下因素:

(1) 基阵孔径。本文所采用的频率精确估计方法, 以及目前大多数其它的频率估计方法, 对频率很低的信号, 其估计精度都会有所下降^[3,4]。仿真结果表明, 两个信号对应的空间频率 F_i 的邻近程度也会影响估计精度。当目标运动时, 对基阵的信号入射角度 θ_i 改变, 则相应的 F_i 也会改变, 估计精度就会发生变化。总体来说, 增大基阵孔径会提高估计精度。

(2) 信噪比。基阵接收信号的信噪比对估计精度影响较大, 特别是对于双频信号的频率精确估计, 噪声的影响就更加明显。为了减小叠加的噪声, 可以根据目标窄带信号频率的先验知识, 对接收信号进行带通滤波。

(3) 目标相对强度。如果目标强度相差较大, 则对弱目标的估计精度会下降, 如果两个目标对应的 F_i 比较接近时, 甚至可能出现弱目标被强目标信号淹没而无法分辨的情况。

本文算法的估计精度很大程度上取决于双频信号的频率估计精度。目前, 与单频信号频率估计方法相比, 双频信号频率估计方法种类较少, 计算也更加复杂, 同样条件下, 频率估计精度也不如单频信号。在实际应用中, 可以根据目标信号频率及方位范围的先验知识, 选择合适的阵元数目, 以提高 DOA 估计精度。

4 结 论

本文算法根据线列阵接收相干源窄带信号的特点, 将 DOA 估计转化为频率估计问题, 实现对相干源信号目标的精确定向。本文算法的主要优点在于, 首先, 对相干源信号有效, 信号是否相干对估计结果没有影响; 其次, 用于空间频率估计的序列点数等于阵元数, 使频谱计算和空间频率估计的计算量较小。本文算法的方位估计精度与基阵孔径、信噪比、目标信号频率和目标方位邻近程度都有关系, 通过增大孔径和信噪比能够提高目标方位估计精度。仿真结果表明, 在满足算法适用条件的前提下, 能够获得比较理想的目标波达方向估计结果。本文提出的算法计算量小, 便于实时处理, 具有较好的工程应用前景。

参 考 文 献

- [1] 鲁瑛. 贝叶斯高分辨方位估计方法的性能分析与应用研究[D]. 西安: 西北工业大学硕士学位论文, 2001.
LU Ying. Performance analysis and application research of bayesian high-resolution DOA estimation method[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2001.
- [2] 徐朴, 黄建国. DOA 高分辨估计的两种贝叶斯算法的性能比较[J]. 西北工业大学学报, 2000, 18(4): 604-607.
XU Pu, HUANG Jianguo. Superior performance of complex-number bayesian algorithm for DOA high-resolution estimation[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2000, 18(4): 604-607.
- [3] Schoukens J, Rik Pintelon, Hugo Van hamme. The interpolated fast fourier transform: a comparative study[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1992, 41(2): 226-232.
- [4] 陈奎孚, 张森文. 利用三条谱线计算频率紧邻的两个成分的参数[J]. 振动工程学报, 2004, 17(2): 153-158.
CHEN Kuifu, ZHANG Senwen. Computing parameters of two closely spaced components from three spectrum line[J]. Journal of Vibration Engineering, 2004, 17(2): 153-158.