

利用交互小波变换进行目标方位估计研究

李霞, 李志舜

(西北工业大学航海工程学院, 西安 710072)

摘要:小波变换是近年来信号处理中的一个重要工具,由于其优良的时频局域性,在检测、估计以及识别等方面都得到了重视和研究,而将小波变换与传统的一些信号处理方法结合起来处理有关问题也是人们研究的一个方向,文章主要考虑到交互小波变换中的两参数(时延与尺度)与不同接收器目标回波间的时延及频率成对应关系,采用对两路 LFM 回波信号作小波交互相关,从而获得两回波的相对时延估计,继而得到方位估计。针对算法运算量较大的问题,文章采取先估计尺度与时延的大致范围,再将时延-尺度网格进一步细化得到精确结果,最后给出了部分计算机仿真结果。

关键词:交互小波变换;方位估计;时延估计

中图分类号:TN911.7 **文献标识码:**A

Cross wavelet transform and DOA estimation

LI Xia, LI Zhi-shun

(College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Increasing attention has been given to applications of wavelet transform in signal processing. Taking into account the good characteristics of wavelets both in the time and frequency domains, more emphasis is laid on the combination of wavelet and other methods. In cross wavelet transform, the two parameters (delay and scale) correspond to the delay and frequency of the echoes from different receivers. With a two-array model, cross wavelet transforms of the two received echoes are performed and the delay estimation is obtained. The estimated DOA is obtained at several different signal-to-noise ratios. Finally, simulation results are presented.

Key words: cross wavelet transform; DOA estimation; delay estimation

1 引言

在传统的信号处理中,经常会遇到波达方位估计(Direction of Arrival,简称 DOA)问题。标准的方位估计问题是:假设阵元数为 M ,信号源数为 D ,已知观测向量 $\{x_m(t) = \sum_{i=1}^D s_{im}(t, \theta_i) + n_m(t), 1 \leq m \leq M, 1 \leq i \leq D, 1 \leq t \leq N\}$,估计第 i 个信号的到达方向 $\theta_i, 1 \leq i \leq D$ 。解决这一问题的方法有波束形成法等经典方法,以及新的方法如多重信号分类(MUSIC)等。

随着电子技术的发展,水声信号处理技术也得到越来越广泛和深入的研究,在该领域中,实现水下目标的精确定位是一个非常重要的问题。由于宽频带信号具有目标回波携带的信息量大,混响背景相关性弱,从而有利于目标检测、参量估计和目标特征提取等特点,因此采用宽频带信号形式成为解决上述问题的有效途径。鉴于交互小波相关中的时延参数与实际估计过程中时延间的关系,我们将小波互

相关理论应用到水声信号处理中,并从时延估计拓展到方位估计,力图寻找一种较为理想的宽带方位估计方法。

本文首先介绍了小波变换的定义以及两阵元模型,然后阐述了利用交互小波变换进行方位估计的原理,最后给出仿真结果并作了简单分析。

2 小波变换与两阵元模型

小波变换^[1]是在傅立叶变换基础上发展起来的一种信号分析工具,目前在许多领域得到了广泛的应用。

令 L^1 表示在区间 $(-\infty, +\infty)$ 上定义的所有可测且具有:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |f(x)| dx < \infty$$

的函数集合;

令 L^2 表示在区间 $(-\infty, +\infty)$ 上定义的所有可测且具有

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |f(x)|^2 dx < \infty$$

的函数集合。

如果函数 $\psi \in L^1 \cap L^2$ 满足:

收稿日期:2002-03-22;修回日期:2002-08-02

作者简介:李霞(1974-),女,山东人,博士研究生,研究方向:信号与信息处理。

$$C_\psi = \int_R \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (1)$$

其中 $\hat{\psi}(\omega)$ 是 ψ 的傅立叶变换, 并令:

$$\psi_{a,b}(t) = |a|^{-\frac{1}{2}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (2)$$

式中 a 表示尺度, b 表示时延。则函数 $f \in L^2$ 的小波变换为:

$$\begin{aligned} W_f(a,b) &= \langle f, \psi_{a,b} \rangle \\ &= |a|^{-\frac{1}{2}} \int_R f(t) \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (3) \end{aligned}$$

其时频窗为:

$$\begin{aligned} &[b + at^* - a\Delta_\psi, b + at^* + a\Delta_\psi] \times \\ &\left[\frac{\omega^*}{a} - \frac{1}{a}\Delta_\psi, \frac{\omega^*}{a} + \frac{1}{a}\Delta_\psi\right] \quad (4) \end{aligned}$$

其中 t^* 和 Δ_ψ 分别是 ψ 的中心及半径; ω^* 和 Δ_ψ 是 $\hat{\psi}$ 的中心及半径。所以, 中心频率与带宽之比为:

$$\frac{\omega^*/a}{2\Delta_\psi/a} = \frac{\omega^*}{2\Delta_\psi} \quad (5)$$

它与中心频率的位置无关, 称为“常数 Q”频率分析。时间-频率窗公式(4)的重要性是, 对于大的中心频率 ω^*/a , 窗变窄; 对于小的中心频率 ω^*/a , 窗变宽, 而窗的面积为 $4\Delta_\psi\Delta_\psi$ 保持不变, 因此它有极敏感的“变焦”特性。可以看出, 小波分析优越于 Fourier 分析的地方主要是: 它在时域和频域同时具有良好的局部化性质, 而且由于对高频成分采用逐步精细的时域或频域取样步长, 从而可以聚焦到对象的任意细节。

在水声信号处理中, 实现目标精确定位是一个非常重要而且迫切需要解决的问题。鉴于宽频带信号具有目标回波携带的信息量大, 混响背景相关性弱, 从而有利于目标检测、参量估计和目标特征提取等特点, 故宽频带信号^[2]得到越来越广泛的应用。

假设目标是点目标, 接收阵列位于信号远场, 近似认为信号以平面波形式传播, 那么可以采用均匀线列阵来进行方位估计, 其中最简单的模型是两阵元模型^[3], 如图 1 所示。

因为假设目标为远场的点目标, 所以在两阵元上接收的信号可看作平行入射。假设阵元 1 接收到的信号为 $x_1(t)$, 阵元 2 接收到的信号为 $x_2(t)$, 则存在: $x_1(t) = x_2(t - \tau)$, 即阵元 1

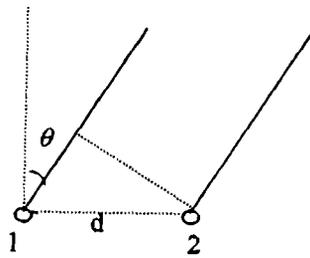


图 1 两阵元模型

与阵元 2 接收到的信号仅仅相差了一个延迟 τ 。

假定入射声信号速度为 c , 从图 1 可以得到:

$$d \sin(\theta) = c\tau \quad (6)$$

式中 d 为两阵元间距, θ 为目标的方位, τ 为时延差。经变换可以得到:

$$\theta = \arcsin(c\tau/d) \quad (7)$$

所以只要对时延 τ 进行比较精确的估计, 便可得到比较精确的方位估计。

3 利用交互小波变换进行方位估计的

原理

利用交互小波变换对信号进行处理, 实际上相当于一宽带空间处理器, 它摒弃了传统阵列处理理论所要求的窄带假设, 而且允许传感器是可移动的。

我们采用的是两阵元模型, 具体步骤如下:

(1) 令 $g(t)$ 为一允许性小波函数^[4,5], 它满足:

$$c_g = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|G(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (8)$$

其中:

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j\omega t} dt \quad (9)$$

式(9)为 $g(t)$ 的傅立叶变换。

假定在阵元 1、阵元 2 处接收到的信号分别为 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$, 则分别计算两者关于 $g(t)$ 的小波变换为^[1,4~5]:

$$W_{g s_1}(a,b) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} r_1(t) g^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (10)$$

$$W_{g s_2}(a,b) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} r_2(t) g^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (11)$$

式中“*”表示复共轭。

两接收信号很类似, 但具有相对的时间延迟, 故它们的小波变换存在差异。

(2) 进行交互小波变换^[6~7], 也即小波互相关运算。可以将之看作一种变换域处理器, 它加强并抽取接收信号中的公共源信号。

一般来说, 交互小波变换建立在 2 个小波变换的基础上, 如 $W_{g s_1}$ 、 $W_{g s_2}$, 两者具有相同的母小波。由此两者产生一个新的小波变换, 即

$$\begin{aligned} W_{s_2 s_1}(a,b) &= \frac{1}{c_g} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W_{g s_1}(s,\tau) \cdot \\ &W_{g s_2}^*\left(\frac{s}{a}, \frac{\tau-b}{a}\right) \frac{ds d\tau}{s^2} \quad (12) \end{aligned}$$

则 $W_{s_2 s_1}(a,b)$ 描述了与阵元 1、阵元 2 有关的环境, 该变换的峰值在时延-尺度平面内进行调整时, 对应于环境中源信号的不同距离与方位。若 R_1 为

阵元 1 到源信号的距离, R_2 为阵元 2 到同一源的距离, 那么时延 b 对应于 $W_{s_2 s_1}(a, b)$ 的峰值, 即 $b = (R_1 - R_2)/c$, c 为声波速度。本文便是利用了这一关系, 对两接收信号之间的时延作出估计, 继而完成对方位的估计。

4 仿真结果

本文采用 LFM 信号, 上限与下限频率之比为 1.5, 信号的长度为 $T = 20\text{ms}$, 我们采用 Morlet 小波, 背景为高斯色噪声, 以下是有关图形。

图 2 为 LFM 信号的局部, 图 3 为 LFM 信号在特定尺度下的小波变换图, 其中取尺度参数 $a = 1$, 横坐标为时延参数 b , 纵坐标为其小波变换。

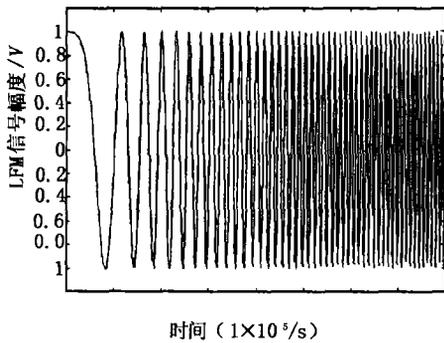


图 2 LFM 信号局部

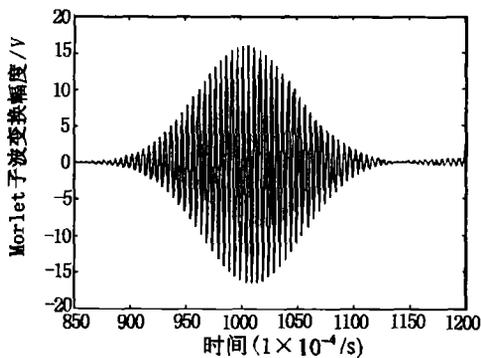


图 3 尺度 $a=1$ 时信号的小波变换

图 4 为信号的小波变换图, 图中横坐标为时延参数 b , 纵坐标为尺度参数 a , 竖坐标为小波变换。

图 5 为信号的交互小波变换图, 横坐标为时延参数 b , 纵坐标为尺度参数 a , 竖坐标为交互小波变换值。

表 1 是对于方位估计的计算机仿真结果。我们采用上述的 LFM 信号, 计算了 5 个不同信噪比 SNR 下的情况。真实时延取为 $\tau = 1.5 \times 10^{-5}\text{s}$, 真实方位角为 $\theta = 36.8699^\circ$, 统计次数为 50 次。

在表 1 中, $\hat{\tau}$ 表示估计时延; $\sigma_{\hat{\tau}}^2$ 表示时延估计

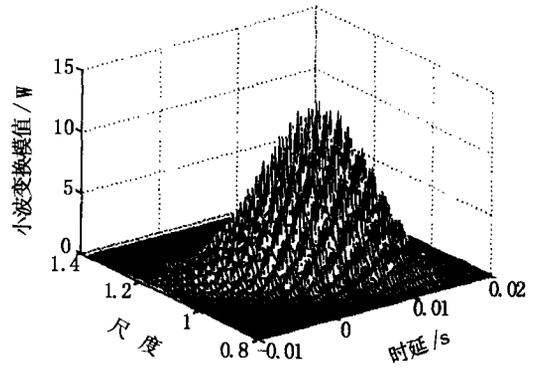


图 4 信号的小波变换

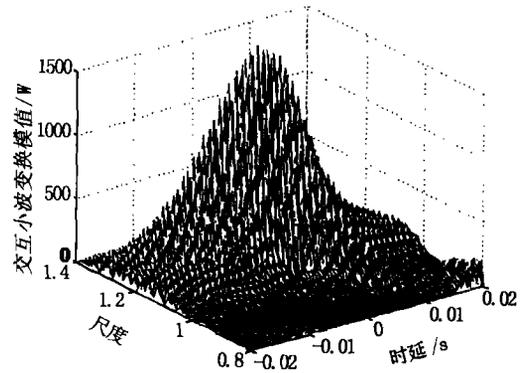


图 5 信号的交互小波变换

表 1 仿真结果

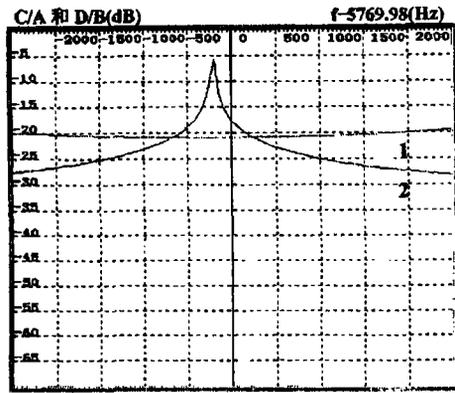
SNR/dB	$\hat{\tau}/\mu\text{s}$	$\sigma_{\hat{\tau}}^2$	$\hat{\theta}/^\circ$	$\sigma_{\hat{\theta}}^2$
10	15.000	0.000	36.8699	0.0000
5	15.040	0.020	36.9856	0.1673
0	15.060	0.070	37.0456	0.5795
-5	14.960	0.140	36.7629	1.1516
-10	15.130	0.545	37.2728	4.5883

方差; $\hat{\theta}$ 表示估计方位; $\sigma_{\hat{\theta}}^2$ 表示方位估计方差。可以看出, 随着信噪比的降低, 估计方差越来越大; 而由于统计次数的原因, 出现了个别信噪比较低时反而更接近真实值的情况。

5 结论

本文以阵列信号为对象进行了水声信号处理中的目标方位估计, 研究了交互小波变换的算法, 分析了算法中的时延参数与实际阵列中不同阵元时延之间的关系, 并采用两阵元模型, 对一定方位的目标进行了方位估计的仿真研究, 取得了满意的结果。

(下转第 186 页)



$T = 45 \mu s$

1: C/A 的曲线 2: D/B 的曲线

图 4 C/A 和 D/B 的对数曲线

表 1 测频性能

$\Delta f_s - 5769$ /Hz	-1000	-900	-800	-700	-600	-500	-450
相对测频 误差/%	2.359	2.150	1.841	1.640	1.331	0.933	0.825
$\Delta f_s - 5769$ /Hz	-400	-350	-300	-250	-200	-150	-100
相对测频 误差/%	0.815	0.682	0.625	0.574	0.481	0.410	0.334
$\Delta f_s - 5769$ /Hz	-50	0	50	100	150	200	250
相对测频 误差/%	0.273	0.242	0.082	0.042	0.030	0.061	0.118
$\Delta f_s - 5769$ /Hz	300	350	400	450	500	600	700
相对测频 误差/%	0.171	0.245	0.261	0.351	0.384	0.477	0.637
$\Delta f_s - 5769$ /Hz	800	900	1000				
相对测频 误差/%	0.720	0.860	0.948				

性内插得到的。理论曲线和实测曲线存在一定差异是由于实际的带通滤波器并不是完全理想的,其频率响应不是一个矩形函数,故而其等效带宽要大于 6.4kHz,相关半径比理论值要小。

(上接第 178 页)

参考文献:

- [1] 秦前清,杨宗凯.实用小波分析[M].西安:西安电子科技大学出版社,1995.14-17.
- [2] 黄海宁.水下宽频带信号处理的理论与技术研究[D].西安:西北工业大学,1999.69-72.
- [3] 李志舜,谢一清.鱼雷自导系统[Z].西安:西北工业大学303教研室,1992.81-85.
- [4] 赵松年,熊小芸.子波变换与子波分析[M].北京:电子

(c) C/A 和 D/B(见图 4)。

根据 A、B 的实测值(理论值)和 C、D 的实测值,作出 C/A 和 D/B 的对数曲线 $10\log(C/A)$ 和 $10\log(D/B)$ 。当采样周期 T 取不同的值时,对应的曲线也不同。当 $T = 10\mu s, 20\mu s, 30\mu s, 40\mu s, 41\mu s, 41.5\mu s, 41.688\mu s, 42\mu s, 45\mu s$ 时, C/A 和 D/B 的对数曲线分别如图 4 所示。

4 测频结果

下面,我们给出测频实验结果(见表 1)。信号频率 $f = 150\text{kHz} \pm 1000\text{Hz}$, A/D 转换器输入的信号幅度为 5V。本征频率 f_0 为 144.231kHz(即 $\Delta f_s = f - f_0 = 5769\text{Hz} \pm 1000\text{Hz}$),信噪比为 20dB,计算样点数为 30000 个。根据计算机仿真结果,并考虑到系统实际可提供的采样频率,取采样周期 $T = 41.7\mu s$ (即采样频率为 23980Hz)。

5 结果与讨论

从表 1 的测频结果可知:当信号频率 f 在中心频率 150kHz 附近时(即 $\Delta f_s = 5769\text{Hz}$),测频误差小;而当信号频率 f 远离 150kHz 时,测频误差较大。这是由于当 D/B 很小时,测频误差主要由 C/A 来决定;从图 4 可以看出, C/A 在 $\Delta f_s = 0$ 附近时小,越向两边越大,所以造成这种现象。显然,如果系统信噪比提高或者利用 C 对复相关测频公式中的分子加以修正,将使测频误差进一步减小。

由上可知,复相关法实现方便,且精度高,具有很强的实用性。

参考文献:

- [1] Chihiro Kasai. Real-time two-dimensional blood flow imaging using an autocorrelation technique [J]. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics 1985, SU-32(3).
- [2] A. D. 惠伦. 噪声中的信号检测[M]. 北京:科学出版社,1977.

工业出版社,1996.14-18.

- [5] 崔锦泰[美].小波分析导论[M].西安:西安交通大学出版社,1995.12-21.
- [6] Lora G Weiss. Wavelet and wideband correlation processing[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1994, (1): 13-32.
- [7] Lora G Weiss, Randy K Young. Wideband nearfield array processing and wavelet transforms[R]. The Pennsylvania State University, Applied Research Laboratory, State College, PA 16804 USA. 1999. 521-524.