

文章编号:1671-6833(2010)01-0103-04

基于四阶累积量的时延估计新方法

张端金, 张中华, 郭建军, 张德静

(郑州大学 信息工程学院, 河南 郑州 450001)

摘要: 针对无线电定位中的时延估计问题, 考虑接收信号为窄带信号以及背景噪声为高斯分布的情况下, 将四阶累积量的一维切片作为高阶统计量, 结合希尔伯特变换, 给出一种新的时延估计方法. 该方法对相关峰值进行了锐化处理, 提高了估计精度. 与广义互相关法相比, 该算法可有效抑制空间相关高斯噪声的影响, 计算量小, 易于实现. 仿真结果表明了该方法的有效性.

关键词: 四阶累积量; 时延估计; 希尔伯特变换; 高斯噪声

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

0 引言

时间延时估计(TDE)广泛应用于雷达、声纳、无线电定位等领域. 时延估计的结果直接影响到定位的精度, 因此, 如何提高估计的精度成为时延估计领域的重要课题之一, 受到普遍关注. 目前已有许多时延估计方法, 如广义相位谱法^[1], LMS时延估计^[2-3]等, 这些方法都是在广义互相关时延估计的基础上改进得到的^[4]. 广义互相关时延估计方法^[5]对输入信号进行加权预处理, 改善了信噪比, 使相关峰值变得更加尖锐. 然而在实际应用中, 由于信号和噪声的先验知识未知, 以及噪声并非完全独立, 将导致估计性能严重下降. 当声源信号为非高斯信号, 背景噪声为空间相关高斯噪声时, 利用高阶累积量方法, 可以获得良好的估计效果. 高阶累积量在理论上可以完全抑制高斯噪声的影响, 已取得较大进展. 如 Hinich^[6]和 Tugnait^[7]给出的基于双谱和高阶累积量的时延估计方法, 能够抑制空间相关的高斯噪声, 但不能抑制非高斯噪声. 文献[8-9]提出采用高阶累积量和互相关运算相结合的方法来处理非高斯噪声中的高斯信号的时延估计问题.

在无线电信号中有一类特殊的信号-音频窄带信号, 其带宽很窄, 采样频率却很高. 对这类信号进行时延估计时, 如果直接求它们的互相关, 则

会由于信号带宽及噪声等因素的影响, 相关峰值会被展宽而变得比较平坦, 从而影响时延估计的精度. 文献[10]提出了一种相关希尔伯特差值法, 使相关函数峰值变得尖锐, 提高了时延估计的精度, 但要求噪声不相关. 在无线电定位中, 接收机受到多种电磁干扰以及噪声的影响, 这些噪声可能相关, 也可能不相关. 文献[10]没有给出通用的方法, 限制了其应用范围.

笔者研究基于四阶累积量的时延估计方法, 使源信号可以具有对称分布特性. 利用四阶累积量对高斯噪声的抑制作用, 处理空间相关噪声的影响. 算法采用相关函数希尔伯特变换的绝对值来锐化相关峰值, 进一步提高了时延估计的精度.

1 时延估计算法

信源发射信号 $s(n)$ 经传输到达两个空间分离的传感器接收端的时延估计模型为:

$$\begin{cases} x(n) = s(n) + w_1(n) \\ y(n) = s(n-D) + w_2(n) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $s(n)$ 为零均值、三阶累积量非零的非高斯平稳随机过程; $x(n)$ 和 $y(n)$ 为两独立传感器的接收信号; D 为相应路径的时间延时. 噪声 $w_1(n)$ 和 $w_2(n)$ 为与源信号 $s(n)$ 统计独立的零均值、空间相关或不相关的高斯分布平稳随机过程. 时延估计是指利用有限观测值 $\{x(n), y(n), 1 \leq n \leq$

收稿日期:2009-09-30; 修订日期:2009-11-17

基金项目:郑州大学研究生基金资助项目;河南省教育厅自然科学基金资助项目(2010A510017).

作者简介:张端金(1966-),男,湖北荆州人,郑州大学教授,博士,主要从事信号处理、故障检测与容错控制研究. E-mail:djzhang@zzu.edu.cn.

$N\}$ 估计时延参数 D .

1.1 基于希尔伯特变换的时延估计方法

当接收信号的带宽较窄时,相关峰值将被展宽,从而影响时延估计精度. 希尔伯特变换法^[11]是把相关函数的偶对称性转变为奇对称性,将相关法的峰值检测转变为过零检测,可以在窄带信号中获得较好的时延估计结果^[3]. 希尔伯特变换的定义如下:

$$\tilde{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(t-\tau)}{\tau} d\tau \quad (2)$$

由定义可知,信号 $x(t)$ 的希尔伯特变换实际上是信号 $x(t)$ 与 $1/(\pi t)$ 的卷积. 因此可将希尔伯特变换看作是一个 90° 的理想移相器. 图 1 为希尔伯特变换法的时延估计原理框图.

希尔伯特变换具有如下性质:

(1) 自相关函数的希尔伯特变换是信号与其希尔伯特变换结果的互相关函数.

(2) 如果自相关函数是偶函数,那么自相关函数的希尔伯特变换就是奇函数.

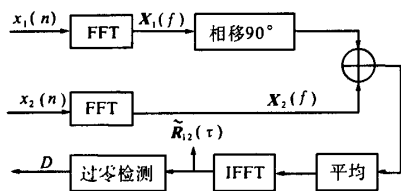


图 1 希尔伯特变换法原理框图

Fig. 1 Hilbert transform of the block diagram

1.2 新的时延估计方法

对于零均值平稳随机过程 $x(n)$ 和 $y(n)$, 其四阶自累积量和互累积量分别定义为:

$$C_{xxxx}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \text{cum}\{x(n), x(n+\tau_1), x(n+\tau_2), x(n+\tau_3)\} \quad (3)$$

$$C_{xyxx}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \text{cum}\{x(n), y(n+\tau_1), x(n+\tau_2), x(n+\tau_3)\} \quad (4)$$

将式(1)分别代入式(3)和(4)得

$$C_{xxxx}(\tau_1, \tau_2) = \text{cum}\{s(n) + w_1(n), s(n+\tau_1) + w_1(n+\tau_1), s(n+\tau_2) + w_1(n+\tau_2), s(n+\tau_3) + w_1(n+\tau_3)\} \quad (5)$$

$$C_{xyxx}(\tau_1, \tau_2) = \text{cum}\{s(n) + w_1(n), s(n+\tau_1 - D) + w_1(n+\tau_1), s(n+\tau_2) + w_1(n+\tau_2), s(n+\tau_3) + w_1(n+\tau_3)\} \quad (6)$$

利用四阶累积量的可加性,以及高斯噪声的四阶累积量为零的性质,以上两式可简化为

$$C_{xxxx}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = C_{xxxx}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \quad (7)$$

$$C_{xyxx}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = C_{xyxx}(\tau_1 - D, \tau_2, \tau_3) \quad (8)$$

由式(7)、(8)可以看出, $C_{xxxx}(\tau_1, \tau_2, \tau_3)$ 和 $C_{xyxx}(\tau_1, \tau_2, \tau_3)$ 中的高斯成分被抑制掉. 此时令式(7)、(8)中的 $\tau_1 = \tau, \tau_2 = \tau_3 = 0$ 可得到两累积量的一维切片:

$$C_{xxxx}(\tau, 0, 0) = C_{xxxx}(\tau, 0, 0) \quad (9)$$

$$C_{xyxx}(\tau, 0, 0) = C_{xyxx}(\tau - D, 0, 0) \quad (10)$$

观察式(9)、(10)可知,四阶累积量的一维切片仍然具有抑制高斯噪声的能力,式(10)为式(9)的时延形式. 若将 τ 替换为 n ,并将它们看成为时域中的两个新信号,此时的新信号已不再含有高斯噪声,再求它们的互相关函数,则必然会出现峰值,峰值对应的横坐标值即为时延的估计.

对于基本相关时延估计,估计的精度与采样频率成正比. 但对于窄带信号,随着采样频率的增加,信号的归一化带宽将会变小,从而使两路信号相关函数的相关峰值变得平坦,易受噪声干扰,不利于峰值点位置的检测,降低了时延估计的精度,反之亦然. 在音频窄带信号的时延估计中,采用基本相关法不能得到较高的精度^[9].

为提高时延估计的精度,需对相关峰值进行锐化. 希尔伯特变换法的过零点处正好对应基本相关法的相关峰值点. 将式(9)、(10)的互相关函数与其希尔伯特变换的绝对值相减,不但保留了相关峰值点,而且会使峰值附近点的相关值减小,从而锐化了主峰值点,提高了时延估计精度. 下面给出基于四阶累积量的时延估计算法:

(1) 由 $x(n)$ 和 $y(n)$ 计算自四阶累积量和互四阶累积量的一维切片 $C_{xxxx}(\tau, 0, 0)$ 和 $C_{xyxx}(\tau, 0, 0)$.

(2) 将 $C_{xxxx}(\tau, 0, 0)$ 和 $C_{xyxx}(\tau, 0, 0)$ 中的 τ 替换为 n 得到两个新信号 $X(n)$ 和 $Y(n)$, 然后求 $X(n)$ 和 $Y(n)$ 的互相关函数 $R_{xy}(\tau)$.

(3) 把 $R_{xy}(\tau)$ 与对应希尔伯特变换的绝对值 $|\hat{R}_{xy}(\tau)|$ 相减,即 $R(\tau) = R_{xy}(\tau) - |\hat{R}_{xy}(\tau)|$.

(4) 检测 $R(\tau)$ 的峰值所对应的横坐标,即可得到时延 D 的估计值.

$$\hat{C}_{xxxx}(\tau, 0, 0) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)x(n+\tau)x(n) - 3\left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)x(n+\tau) \cdot \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)x(n)\right)\right) \quad (11)$$

在计算四阶累积量切片时,由于数据长度有限,若直接估计两累积量一维切片会产生较大的方差. 可先将原数据分为 K 段,再用式(11)(12)

计算每一段累积量的估计,最后取所有段的平均值作为整个观测数据的四阶累积量的估计.

$$\hat{C}_{xyz}(\tau, 0, 0) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n) y(n+\tau) x(n) - 3 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n) y(n+\tau) \cdot \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n) x(n) \right) \right) \quad (12)$$

2 仿真结果及分析

实验中源信号 $s(n)$ 为窄带随机信号,其带宽为 100 Hz,载频 $f_c = 10$ kHz,采样频率 $f_s = 100$ kHz,采样点数 $N = 2\,000$ (相当于 20 ms 的数据长度). 噪声 $w_1(n)$ 和 $w_2(n)$ 是均值为零的高斯白噪声. 时延真值设为 $D = 20 T_s$. 作 20 次独立实验,然后求平均值.

为检验算法对噪声的抑制能力,在不同的信

噪比和噪声环境下,对广义互相关算法和本方法进行仿真. 不相关高斯噪声是随机产生的,相关高斯噪声可令 $w_1(n) = w_2(n)$ 而产生.

图 2 表示相关高斯白噪声,信噪比为 3 dB 时,直接对累积量切片求互相关的方法和改进方法的结果图. 由图可以看出把相关函数 $R_{xy}(\tau)$ 与其希尔伯特变换的绝对值 $|R_{xy}(\tau)|$ 相减后,相关峰值的陡峭程度明显增加,而峰值尖锐程度体现时延估计的精度,故改进后的方法提高了估计精度. 图 3 和图 4 中的噪声分别为不相关和相关的高斯白噪声,信噪比均为 -3 dB. 在低信噪比,相关高斯噪声背景下,广义互相关算法已出现错误,在 $\tau = 0$ 处出现一个强峰值,这是由于相关噪声的影响而形成. 此时广义相关算法不再适用,但本算法仍能得出准确的时延估计值.

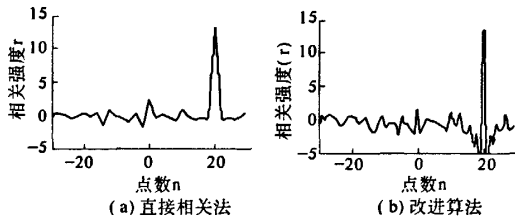


图 2 直接相关法与改进算法对比图 (信噪比为 3 dB)

Fig. 2 Directly related algorithm and improved algorithm comparison chart (SNR = 3 dB)

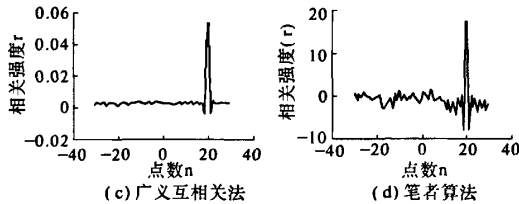


图 3 噪声不相关时估计结果 (信噪比为 -3 dB)

Fig. 3 Estimated results with the uncorrelated noises (SNR = -3 dB)

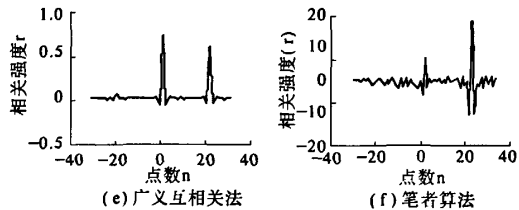


图 4 噪声相关时估计结果 (信噪比为 -3 dB)

Fig. 4 Estimated results with the correlated noises (SNR = -3 dB)

表 1 给出了广义互相关法^[5]、双谱法^[6]和本方法的比较结果. 为得到连续时延估计,对每种算法都进行了相同的插值处理. 从时延估计结果看

出,在不相关高斯噪声下,广义互相关算法能得到精确的时延估计,但在低信噪比相关高斯噪声下发生错误. 双谱法虽然对高斯噪声进行了抑制,在

低信噪比下估计精度较差,甚至出现错误。相比之下,本算法的精度更高,方差更小。

表 1 时延估计方法性能比较

Tab. 1 Performance Comparison of time delay estimation methods

估计方法	噪声类型	信噪比为 3 dB		信噪比为 -1 dB	
		均值	方差	均值	方差
广义互相关法	不相关	20.003 0	6.822 2e-005	19.996 9	9.552 9e-005
双谱法	高斯	19.986 5	9.163 7e-004	19.984 7	0.005 8
笔者方法	白噪声	19.999 2	1.348 5e-005	20.000 5	2.456 2e-005
广义互相关法	相关	20.022 5	6.761 6e-005	0.001 6	2.132 5e-005
双谱法	高斯	20.019 1	4.053 3e-004	0.003 2	0.002 6
笔者方法	白噪声	20.001 3	1.785 6e-005	20.023 3	6.907 1e-005

3 结论

笔者提出了利用四阶累积量的一维切片与希尔伯特变换相结合的时延估计算法。该算法克服了广义互相关法对相关高斯噪声敏感的缺点。与双谱法相比,本算法的计算复杂度相近,但在估计精度上优于双谱法。仿真结果表明,本算法在低信噪比条件下也能得到准确的时延估计。

参考文献:

- [1] ZHAO Z, HOU Z Q. The generalized phase spectrum method for time delay estimation[J]. Chinese Journal of Acoustics, 1984, 46(2): 1-4.
- [2] SO H C, CHING P C. Comparative study of five LMS-based time delay estimation[J]. IEE Proceedings - Radar, Sonar Navig, 2001, 148(1): 9-15.
- [3] JING W, WEN Y M, LI P. Time delay estimation for leak location of buried water distribution pipes[C]//Proc 7th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, 2008: 3052-3056.
- [4] 邱天爽,魏东兴,唐红,等.通信中的自适应信号处理[M].北京:电子工业出版社,2005:159-206.
- [5] KNAPP C H, CARTER G C. The generalized correlation method for estimation of time delay[J]. IEEE Trans on ASSP, 1976, 24(4): 320-327.
- [6] HINICH M J, WILSON G R. Time delay estimation using the cross bispectrum[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1992, 40(1): 106-113.
- [7] TUGNAIT J K. Time delay estimation with unknown spatially correlated Gaussian noise[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1993, 41(2): 549-558.
- [8] LIANG Y C, LEYMAN A R. Time delay estimation using higher order statistics[J]. Electronics Letters, 1997, 33(9): 751-753.
- [9] CHEN Z B, WANG F F, LIN J, et al. Time delay estimation of vibroseis chirp signal in urban noise using higher order statistics[C]//Proc 7th Int Conference on Signal Processing, Beijing, 2004: 280-283.
- [10] 刘娜.无线电被动定位中时间延迟估计方法的研究[D].大连:大连理工大学,2006.
- [11] HUSSAIN Z M, BOASHASH B. Hilbert transformer and time delay: statistical comparison in the presence of Gaussian noise[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(3): 501-508.

New Time Delay Estimation Based on Fourth-order Cumulants

ZHANG Duan-jin, ZHANG Zhong-hua, GUO Jian-jun, ZHANG De-jing

(School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: The problem of time delay estimation in wireless location is investigated. In the case of the received signal with the narrow-band and background noises with the Gaussian distribution, a new algorithm of time delay estimation is presented in terms of the Hilbert transform and the fourth-order cumulant. Correlation peak is sharpened to improve the accuracy of estimation. Compared with generalized cross-correlated algorithm, the proposed approach can suppress the spatially correlated Gaussian noises. The algorithm is of low computation complexity and easy to implement. Simulation results show the effectiveness of the algorithm.

Key words: fourth-order cumulant; time delay estimation; Hilbert transform; Gaussian noise