

基于 FICP 算法提高对低频噪声时延的估计精度

杨亦春 李晓东 田 静

(中国科学院声学研究所 北京 100080)

2001 年 7 月 10 日收到

摘要 针对非平稳随机噪声(直升机飞行声音, 导弹喷流噪声)信号, 研究了提高时延估计计算精度的方法, 通过计算信号的细化频谱, 并避免了标准 FFT 计算带来的栅栏效应, 从而使得对于超短取样信号的频谱计算精度与信号长度无关, 采用快速计算方法 FICP 由 N 点互谱计算 2N 点相关波形, 提高了相关波形的分辨率, 使得时延估计精度得以提高。对实测直升机飞行噪声和导弹噪声计算了不同取样长度和不同采样率下的时延估计, 得出了谱分辨率越高, 时延估计精度越高的结论。

关键词 频谱分析, 时延估计, 非平稳随机噪声

Improving the accuracy of time-delay estimation for low-frequency noise based on the algorithm of FICP

YANG Yichun LI Xiaodong TIAN Jing

(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Science, Beijing 100080)

Abstract A new way has been studied to improve accuracy of time-delay estimation (TDE) as for non-stable random signal such as noise of helicopter, missile. A barrier affection caused by standard FFT calculation was reduced by calculating signal's fine spectrum. Calculating accuracy of signal's spectrum will have no relationship with length of the sampling signal. A new fast algorithm of the transform FICP (Fine Interpolation of Correlation Peak) was used to calculate a 2N sequence of correlation waveform in time domain from an N sequence in frequency domain, in order that the accuracy of TDE can be improved after the accuracy of correlation waveform being increased. As for noise of the helicopter detected in actual flying and of the missile, TDE have been calculated with different sample length in different sampling rate. A result has been obtained that the accuracy of TDE will be higher when cross spectrum is more accurate.

Key words Spectrum analysis, Time-Delay estimation, Non-Stationary random noise

1 引言

声测定位技术中, 关键是要提高时延估计

的精度, 对于确定性的周期或非周期信号, 或平稳随机噪声, 增加取样长度有利于提高时延估计的精度, 但是对于非平稳随机信号, 增加

取样长度将带来新的误差。而目标声音具有非平稳性决定了只能作超短取样。

声测阵对目标的定位,依据的是传声器之间的声程差,即时延量。时延估计的基本方法是相关算法(也可以采用时域计算方法,本文重点研究频域计算方法),对于长度为 N 的时域序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$,其相关函数

$$R(m) = E\{x_1(n) \cdot x_2(n+m)\} \quad (1)$$

相关函数的主峰对应的时间就是信号 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 之间的时延量。根据频谱分析的基本理论, $R(n)$ 的频谱 $R(k)$ 与 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 的频谱 $x_1(k)$ 、 $x_2(k)$ 存在以下关系,

$$R(k) = X_1(k) \cdot X_2^*(k) \quad (2)$$

因此,频谱计算的精度将直接影响到相关函数的精度。运动目标如直升机、坦克、巡航导弹的声音具有显著的非平稳性,为了得到准确的时延量,要求信号的取样长度不能太长。如对直升机目标的声音的取样长度不能超过 $30\text{ms}^{[1]}$,对巡航导弹声音的取样长度不能超过 25ms 。根据付里叶变换的性质,信号的取样长度越短,频谱的分辨率越差,频谱的计算精度越低。所以,对直升机一类高速运动目标的声测定位,由于信号具有非平稳性,采用标准付里叶变换时,时延估计精度的提高受到限制。本文研究采用频谱细化算法提高时延估计的精度。

2 标准 FFT 的栅栏效应降低了频谱的精度

标准的 FFT 计算,具有计算速度快的特点。但是,对于实数序列的 FFT 计算存在两个显著的缺陷,一是计算结果中,序列左半边代表信号的频谱,右半边是左半边的共轭对称,于是只有一半是有用信息,另一半计算是浪费的。第二个缺陷是,FFT 计算出的信号的频谱相当于对频谱的离散抽样,其抽样间隔就象栅

栏一样挡住了大部分谱信息^[2],即栅栏效应。谱分辨率受取样长度 t_p 制约, $\Delta f = 1/t_p$ 。

在信号的平稳性得以满足的前提下,为了减小栅栏效应的影响,可以加长取样 t_p ,带来的新问题是增加了数据长度,增加了计算量。在满足采样定理的前提下,降低采样率可以减少计算量,但是又减少了信号的信息量,在语音信号处理中甚至降到 $8\text{kHz}-16\text{kHz}$ 。

对于直升机飞行噪声,加长取样长度将增加信号的非平稳性带来的误差。直升机声音信号中包含有类似冲击信号(又称半三角)的尖峰^[3],降低采样率会丢失信息。所以对于这类声音信号的时延估计,采用低采样的 FFT 计算互谱来计算相关峰无疑会带来计算误差。

另一方面,标准 FFT 计算的相关函数波形的分辨率低,难以得到精确时延。标准 FFT 计算的相关函数,是从 N 点序列到 N 点序列的计算,相关函数序列的点的间隔与采样周期一致,也就是说,为了降低计算量而降低信号的采样率,将导致相关波形的分辨率也降低(间隔增加),传统的方法是对相关峰进行插值计算找峰点,插值结果是不能完全反映相关峰的形状的,插值计算的误差会带来的新的误差,且增加了运算量。如对直升机声音的时延估计,当信号采样率为 10kHz 时,标准 FFT-IFFT 算法的计算出的相关波形的点的间隔为 $100\mu\text{s}$,为了达到 $1\mu\text{s}$ 的分辨率,需要对计算结果进行 100 倍插值。而插值计算过程与信号的信息无关,即与互谱无关,所以插值结果只能近似反映相关峰的形状。

为此,既要求计算精度高,又要求计算量小,必须要寻求新的方法,一方面提高互谱计算的精度,一方面提高相关峰计算的精度。

3 用 MCZT 算法计算细化的频谱

频谱的细化计算有 ZOOM 算法、频率抽取法、降采样法、ZFFT(降采样)、CFFT(级联 FFT)^[4],这几种方法的一个共同特

点是计算量大大增加,在对运动目标的声测定位系统中,不仅要考虑计算精度,而且要考虑计算量。MCZT 算法则可以在不增加计算量的前提下提高频谱计算精度。

3.1 采用 MCZT (Modified Chirp Z Transform) 计算细化的频谱 [2]

MCZT 的定义式为

$$X(k) = \text{MCZT}(x(n)) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-\frac{j2\pi}{N_1}kn}$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

定义逆 MCZT 变换 IMCZT :

$$x'(n) = \text{IMCZT}(X(k)) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{-\frac{j2\pi}{N_1}kn}$$

$$n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

$x'(n) \neq x(n)$, IMCZT 的计算结果与 MCZT 的计算结果在数值上是共轭关系。MCZT 是 CZT 的一个特例。频谱的间隔由 N_1 决定, $\Delta f = f_s/N_1$, f_s 为信号采样率,当 $N_1 = f_s$ 取值时,频谱的分辨率就达到 1Hz, N_1 的选择不受 N 的限制。该式可以采用 FFT 来实现快速计算 [2]。

采用 MCZT 计算出的信号频谱,是从 0Hz 开始到 $f_{\max} = N \frac{f_s}{N_1}$ Hz,即是截取了一段低频谱,为了保证不影响相关精度,应该覆盖信号的主要频率范围。该方法适用于对低频信号分析。

3.2 直升机、坦克等目标的噪声处在低频段

直升机飞行的噪声,主要是由于叶片扰动空气产生的厚度噪声、涡流相互作用噪声、非稳态噪声、高速冲击噪声、宽带噪声等 [3],其主频分别处在 17Hz、100Hz 左右,低于 500Hz。坦克行进的噪声主要是发动机噪声、履带碾压地面噪声,其主频处在 125Hz 左右 [1]。导弹或巡航导弹的噪声主要是喷流噪声,其主频处在 25Hz,频谱低于 300Hz 的范围。图 1 分别是用 MCZT 计算的直升飞机(对直升机信号经过了 50Hz 高通滤波)和某导弹噪

声的频谱。

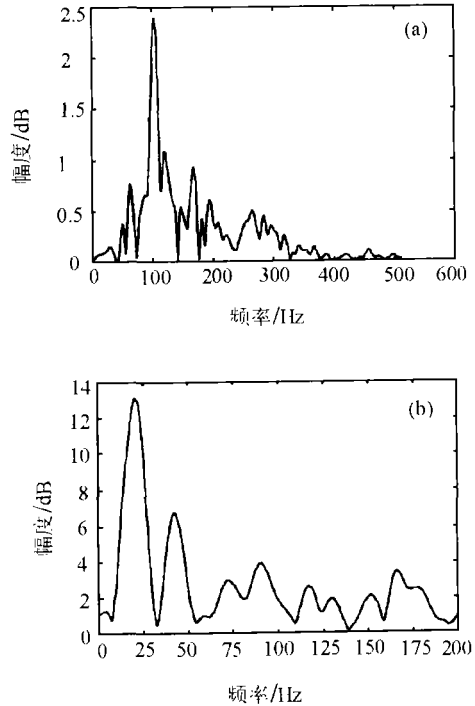


图 1 直升机和导弹的噪声的细化频谱

- (a) 直升机飞行噪声的频谱
- (b) 导弹喷流噪声的频谱

图 1 中信号的取样长度为 1600 点,采样率为 8kHz。可见,采用 MCZT 计算频谱,可以得到平滑的谱。对于这类噪声,只要计算其在 500Hz 以内的频谱,即包含了主要的谱能量。

3.3 频谱截取有利于抑制宽带噪声干扰

环境噪声和电路噪声的频谱处在一段较宽的范围内,截取 500Hz 以内的频谱,虽然丢失一部分信号能量,但是显然可以提高信噪比,对于提高抗噪声干扰能力,提高时延估计精度是有益的。计算表明,频谱截取后计算的相关函数的主峰更高,旁峰更低,时延估计精度更高。图 2 是采用频谱压缩 [1] 算法,并经过频谱截取后计算的相关波形。

对比二图可知,频谱截取可以极大地降低干扰噪声对时延估计精度的影响。所以,采用

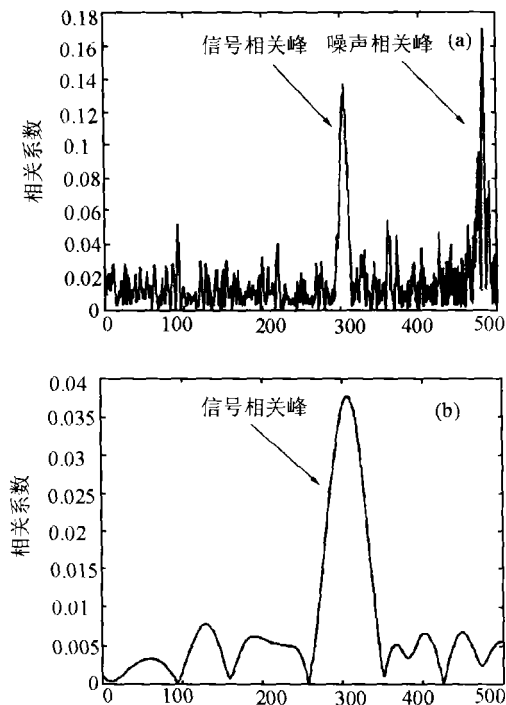


图 2 频谱截取对时延估计精度的影响

- (a) 未截去噪声谱 SNR=25dB
- (b) 截去噪声谱后 SNR=10dB

MCZT 计算互谱, 不仅可以提高频谱计算的精度, 而且可以降低干扰噪声的影响, 同时可以节省计算量。

$$\begin{cases} R(k) = R_1(k) & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ R(k) = 0 & k = N, N+1, \dots, N_1-n \\ R(k) = R_1^*(N_1-1-k) & k = N_1-N+1, N_1-N+2, \dots, N_1-1 \end{cases} \quad (5)$$

在许多时候, 由于信号的时延处在有限范围内, 相关函数的主峰处在零值附近, 在这种情况下, 只需要计算相关波形的左边(后段)有限点和右边(前段)有限点。实现这一算法的方法可以采用有限点时域(或频域)序列计算在限点频域序列(或时域)的算法^[5], 但是该方法虽然考虑了减少计算量, 但是不能对变换结果进行插值运算。在计算时延时, 只需要

所以, 采用 MCZT 计算低频信号的频谱, 可以不降低频谱精度, 相应地提高抗噪声干扰能力, 提高时延估计精度。

4 相关峰精确插值 FICP(Fine Interpolation of Correlation Peak) 时延估计

从采样定理知, 采样信号的频谱, 相当于原始信号频谱的周期重复, 且重复间隔等于采样频率。离散付里叶变换(DFT)计算出的信号频谱, 其右半部分是左半部分的共轭对称, 总长度对应采样率数值。也就是说, 提高采样率并增加序列点数(t_p 不增加)不会改变频谱的形态, 只会拉开左右两段谱之间的间隔。所以, 如果把计算出的频谱中间加零, 拉开左右距离, 逆变换计算出的时域波形的采样率就会提高。

对于信号 $x_1(n), x_2(n), n = 0, 1, \dots, N-1$, 加窗函数 $W(n), n = 0, 1, \dots, N-1$, 用 MCZT 计算细化频谱。根据频谱的对称性, 复数的共轭相乘等于相乘后的共轭, 相关函数的谱为:

$$R_1(k) = X_1(k) \cdot X_2^*(k) \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

对 $R_1(k)$ 补零扩展为 N_1 点 $R(k)$:

计算相关峰附近的点, 为此可以对逆变换计算进行简化。

按照(5)式将互谱拉开, 设定互谱的长度为 N_2 , 对于 $n = 0, 1, \dots, N-1$ 的时域范围, 相关函数前段为,

$$R_{n1}(n) = \frac{1}{N_2} \sum_{k=0}^{N-1} R(k) e^{j \frac{2\pi}{N_2} kn}$$

$$+ \frac{1}{N_2} \sum_{k=N_2-N}^{N_2-1} R(k) e^{j \frac{2\pi}{N_2} kn} \quad (6)$$

将上式两项分别计算可以发现，二项分别为 IMCZT 计算过程。

$$R_{n1}(n) = \frac{1}{N_2} \left(A(n) + e^{-j \frac{2\pi}{N_2} nN} \cdot B(n) \right) \quad (7)$$

式中

$$A(n) = \text{IMCZT}[R_1(k)] = \sum_{k=0}^{N-1} R_1(k) e^{j \frac{2\pi}{N_2} kn} \quad (8)$$

$$B(n) = \text{IMCZT}[R_3(k)] \quad (9)$$

其中

$$R_3(k) = \begin{cases} R_1^*(N-k) & k = 1, 2, \dots, N-1 \\ 0 & k = 0 \end{cases} \quad (10)$$

按照同样的推导可得，对于 $n = N_2 - N, \dots, N_2 - 1$ 的时域范围，取 $n = N_2 - N + n_1$ ，对应 $n_1 = 0, 1, \dots, N - 1$ 相关函数为

$$R_{n2}(n) = \frac{E(n) + f(n)}{N_2} \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (11)$$

式中

$$E(n) = \sum_{k=0}^{N-1} R_1(k) e^{j \frac{2\pi}{N_2} k(N_2 - N + n_1)} = \text{IMCZT}[H(k)] \quad (12)$$

$n = N_2 - N + n_1, n_1 = 0, 1, \dots, N - 1, k = 0, 1, \dots, N - 1$ ，其中：

$$H(k) = R_1(k) e^{j \frac{2\pi}{N_2} kN} \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (13)$$

$$F(n) = G(n) \cdot \text{IMCZT}[M(k)] \quad (14)$$

$$G(n) = e^{j \frac{2\pi}{N_2} (N^2 - nN)} \quad (15)$$

$$M(k) = R_3(k) e^{j \frac{2\pi}{N_2} kN} \quad (16)$$

$$n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

由和可以组合出相关波的峰：

应用声学

$$R_n(n) = \begin{cases} R_{n2}(N+n) & n = -N, \dots, -1 \\ R_{n1}(n) & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (17)$$

任意设置 N_2 ，可以使相关函数的峰的分辨率提高 N_2/N_1 倍。

5 计算结果分析

采用 MCZT 计算信号的频谱，可以针对超短取样信号计算细化的频谱，其频谱分辨率不受取样长度和采样率的制约，还可以对某一段频谱进行细化计算^[2]。图 3 是某直升机飞

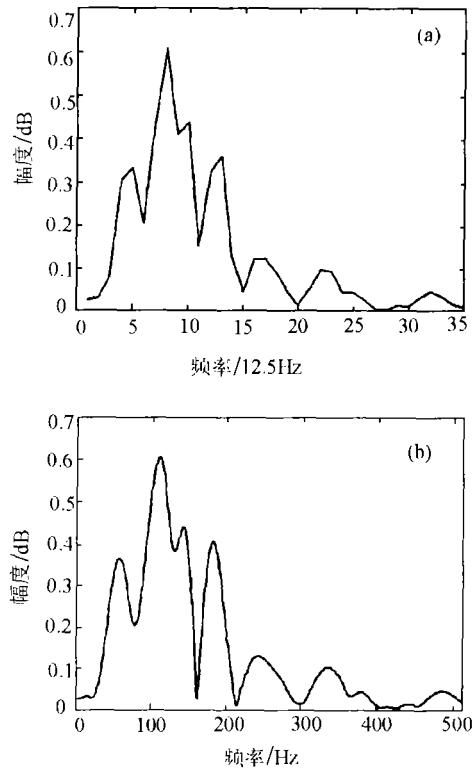


图 3 FFT 和 MCZT 计算的直升机飞行噪声频谱的对比
(a)FFT 计算的频谱 (b)MCZT 计算的频谱

行噪声的频谱计算结果，采样率 8kHz，取样 512 点（64ms）。(b) 图是 MCZT 计算，频率分辨率是 1Hz，(a) 图是 FFT 计算，频率分辨

率是 12.5Hz。从频谱曲线可见，采用 MCZT 计算，频谱精度更高。

图 4 是对同一信号在 4 种采样率，4 种取样长度下计算的频谱。(a) 图是采用 MCZT 计算的结果，频谱分辨率为 1Hz，(b) 图采用 FFT 计算的结果，频谱分辨率为 48.8Hz。

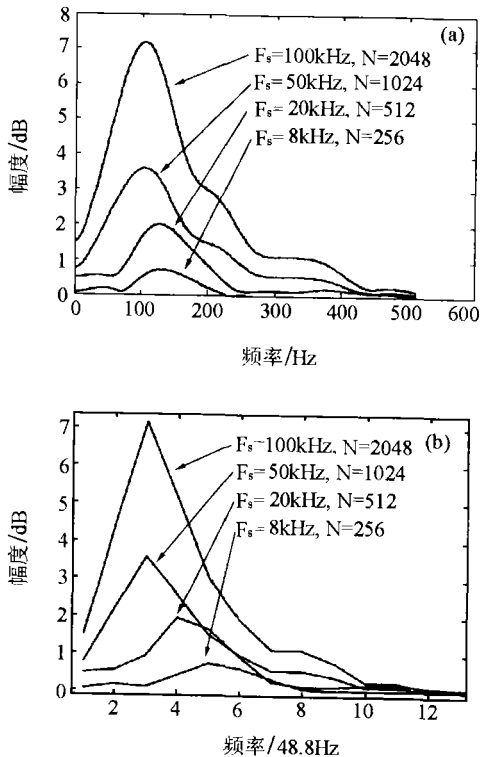


图 4 同一信号 MCZT 计算与 FFT 计算的频谱对比

(a)MCZT 计算的频谱 (b)FFT 计算的频谱

比较图 4 可见，不论是低采样还是高采样，在相同采样率和相同取样长度下，MCZT 计算的频谱比 FFT 计算的频谱精度高，特别是从频谱的细节处可见 MCZT 的计算精度高。

用以 MCZT 为基础的 FICP 计算相关波形，可以得到光滑的相关曲线，特别是可以找到相关峰的真正顶点。图 5 是采用 FICP 计算的两信号的互相关波形。可见，FICP 计算的相关波形的峰更准确。对于低采样率信号，如 8kHz 采样的信号，FICP 计算的相关峰的时间

隔可以任意小，不需要对计算结果作插值。图 5 的计算长度为 512 点。

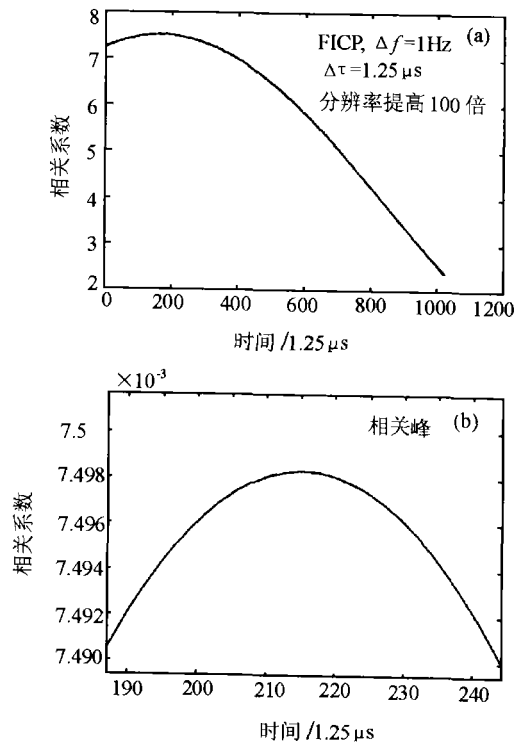


图 5 FICP 计算的互谱相关波形

从相关波形图可见，采用 FICP 算法，可以任意“放大”相关峰，使得对时延估计的精度更高。特别是对于低采样的信号，其优点更明显。

6 二步法精确时延估计算法

采用二步 FICP 计算方法，可以进一步得到精确时延估计值。先以时域低分辨率 $\frac{N_1}{N_2} \frac{1}{f_s}$ 对 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 算粗时延 n_1 ，对应时延 τ_1 ，再调整 $x_2(n)$ 的起始点得

$$x_2'(n) = x_2(n + n_1) \quad (18)$$

n_1 对应时延 τ_1 的整数点。

再以时域高分辨率 $\frac{N_1}{N_3} \frac{1}{f_s}$ 对 $x_1(n)$ 和 $x_2'(n)$ 算误差时延 n_2 ，对应时延 τ_2 ，最后得总时延。 $N_3 > N_2$ 。

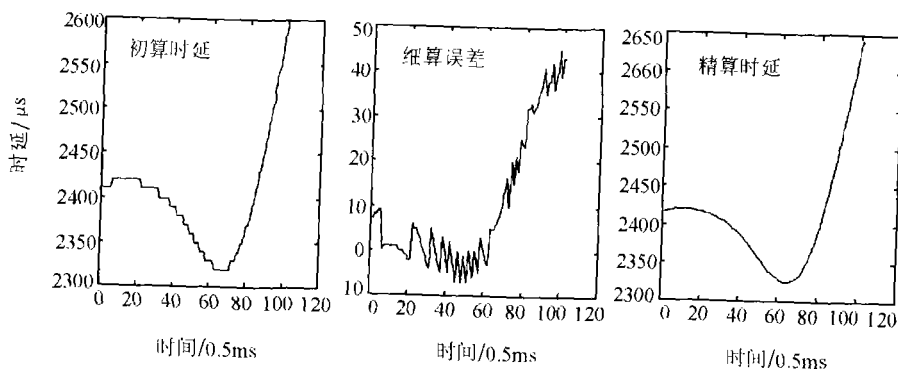


图6 采用 FICP 二步法计算 A、B 路声音的时延

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 = n_2 \frac{N_1}{N_2} f_s + n_3 \frac{N_1}{N_3} f_s \quad (19)$$

当相移很小(接近一个采样点)时,两个信号的重迭程度最大,采用互谱相关算法对小时延的计算精度很高^[1],因此采用二步法时延估计计算,可以使第二次时延估计精度达到 $1\mu\text{s}$ 级。

采用该方法对直升机飞行实测声音数据计算信号时延的连续变化过程,如图6所示,信号的采样率为 100kHz ,降采样到 10kHz 后取样长度 1024 点 (102.4ms),图中的横坐标是检测时间,纵坐标是信号之间的时延量。

粗算时延的台阶为 $10\mu\text{s}$,细算时延的台阶为 $1\mu\text{s}$,二者之和得精算时延,时延计算结果呈连续变化,说明计算精度较高。

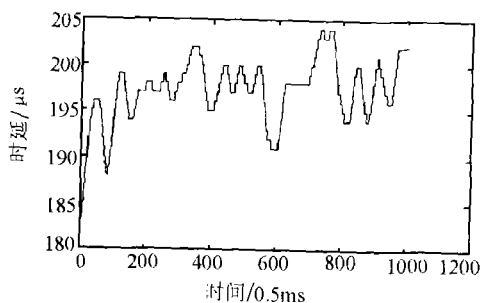


图7 FICP 法对固定声源实测信号的时延估计结果

对定点声源-固定的导弹点火试验实测的喷流噪声,两传声器固定,相距 1m 。记录信号的采样率为 100kHz 。降采样到 10kHz ,取

样 1024 点 (102.4ms),按照 FICP 的计算方法计算两路信号的时延变化,如图7所示。图中横坐标为检测时间,纵坐标为计算出的时延。计算结果曲线中时延的波动范围为 $5\sim 10\mu\text{s}$,且是连续变化,说明计算精度较高。

7 结论

MCZT 可以计算信号的细化频谱,可以较明显地提高频谱计算精度,采用 FICP 算法计算相关函数,可以在不增加计算量的前提下,精确计算相关函数的峰,使得对低采样信号的时延估计精度得以提高,并且不受采样率的限制,不受取样长度的影响,采用二步 FICP 法,可以使时延估计精度达到 $1\mu\text{s}$ 级。

参 考 文 献

- 1 杨亦春. 反直升机智能雷弹声复合引信技术-时延估计、目标定位和识别及系统设计. 南京理工大学学位论文, 2000, 1.
- 2 宗孔德, 胡广书. 数字信号处理. 清华大学出版社, 1988, 6.
- 3 Schmitz F H. Noise Sources of AeroAcoustics of Flight Vehicles Theory and Practice. NASA, Ames Research Center Moffett Field, California, 2000. Volume 1, Chapter 2, p65-149.
- 4 侯朝焕, 阎世尊, 蒋银林. 实用信号处理技术 -FFT. 海洋出版社, 1990. 216-226.
- 5 Sorensen H V, Burrus C S. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1993, 41(3): 20-50.