

一种新的宽带跳频信号时延估计方法及精度分析

刘伟¹ 罗景青²

(1. 西安通信学院, 西安, 710106; 2. 解放军电子工程学院, 合肥, 230037)

摘要: 随着跳频信号的广泛应用, 对其时延估计也日趋重要, 其难度也越来越大, 但目前建立的模型一般为窄带模型, 且估计精度受采样时间间隔的限制, 针对此问题, 本文研究了一种跳频信号的新时延估计方法。该方法充分利用跳频信号特征, 提取参考频率点处的相位差, 利用相位差与时延的关系估计跳频信号的时延。仿真实验表明该方法的估计精度不直接受采样时间间隔的影响, 可达到皮秒量级。该方法也适用于估计其它频域信息丰富的信号时延, 且易于工程实现。

关键词: 时延估计; 跳频信号; 相位差

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2010)09-1323-06

A New Time Delay Estimate Method of Wide-band FH Signal and Precision Analysis

LIU Wei¹ LUO Jing-qing²

(1. Xi'an Communications Institute, Xi'an, 710106; 2. Electronic Engineering Institute of PLA, Hefei, 230037)

Abstract: In present time delay estimation methods of FH signal, the problems like the models are narrowband model and the precision is confined by the sampling interval are widely exist. For this, a new method which used the phase difference in reference frequencies based on the characteristic of FH signal is proposed in this paper. It estimates FH signal's time delay by the relation between phase difference and time delay. According to the result of experiments, this method isn't confined by the sampling distance directly and the precision can reach peel seconds. Especially, it can also be used in other signals which have abundant information in frequency and easy implemented in engineering.

Key words: time delay estimate; FH signal; phased difference

1 引言

为了提高通信的安全性和隐蔽性, 目前广泛使用于各种卫星通信系统、移动通信系统以及军用通信系统的跳频信号正朝着工作带宽越来越宽, 跳频频点数越来越多的方向发展^[1], 这种趋势使得目前各种信号处理方法在处理宽带跳频信号上越来越力不从心, 特别是针对宽带跳频信号的时延估计技术存在越来越多的难题。而对跳频信号进行高精度时延估计, 不仅有利于确保通信的质量, 更有利于对其进行测向、定位跟踪以及干扰, 因此跳频信号的高精度时延估计在军事和民用上都具有重要的意义和广阔的应用前景。

时延估计方法由于其广泛的应用^[2], 一直是研究的热点问题。目前时延估计主要采用基于传统估计方

法上的改进^[3]、基于信号建模^[4]或自适应^{[5][6]}等方法, 这些方法在线性条件下可以得到很好的估计性能, 但这些方法要么不适于宽带信号及低信噪比条件^[7], 要么计算复杂, 难以应用于实际。文献[8]提出了一种基于循环互相关的时延估计方法, 能够很好的处理具有周期平稳特性的信号, 但是随着跳频信号的跳频频率点越来越多, 跳频周期越来越长, 一般需要较长时间才能体现这种周期平稳特性, 通常在实验的时间范围内, 它不具有周期平稳特性, 因此该方法不适用于这类宽带跳频信号。目前针对宽带跳频信号的时延估计方法研究相对较少。

本文针对各种时延估计方法在宽带跳频信号中产生的问题, 将制造问题的宽带、多跳频点转化为解决问题的基础, 提出了一种充分利用宽带跳频信号频域信息的时延估计方法, 并参考文献[9]的误差分析方

法,从理论上分析了该方法的时延估计精度与信噪比以及数据量之间的关系。仿真实验表明信噪比较高且数据批次较多时,该方法时延估计精度接近理论结果。

2 宽带跳频信号时延估计方法

2.1 信号模型

假设有0#和1#两通道接收信号分别记为

$$\begin{aligned} x_0(t) &= s(t) + n_0(t) \\ x_1(t) &= s(t - \tau) + n_1(t) \end{aligned} \quad (1)$$

理想条件下,即不存在噪声时,其傅氏变换可表示为

$$\begin{aligned} X_0(f) &= S(f) \\ X_1(f) &= S(f) \exp(-j2\pi f\tau) \end{aligned} \quad (2)$$

这里的信号源为跳频信号,离散信号形式为

$$\begin{aligned} s(n) &= a(n) \sum_{i=1}^{\tilde{M}} \cos(2\pi f_i T n / N + \varphi_i) \cdot \\ &\{U[nT/N - (i-1)T_h] - U[nT/N - iT_h]\} \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $f_i = f_L + \beta_i f_\Delta$, f_L 表示跳频频率的初始频率, f_Δ 为FH合成器跳变频率间隔, β_i 在 $\{0, \dots, M-1\}$ 之间按照跳频图案集选择, M 为跳频频率点数, \tilde{M} 为观测时间内产生的跳频频率点数, $a(n)$ 为传输的数据流 $\{1, -1\}$ 。

2.2 宽带跳频信号高精度时延估计算法

由于各通道接收的跳频信号工作带宽较宽,一般无法用一个AD变换器直接采样,所以我们考虑采用信道化接收机的思路进行处理,即将每个通道的接收信号按照所在的频段分成多个模拟信道,对每个模拟信道分别进行采样处理。另外考虑到DFT处理数据量较多时,耗时太长,不利于实时处理,因此将采样数据分批处理,最后将各批处理结果依据频率大小拼接综合估计时延。下面具体介绍算法过程。

根据0#通道的DFT输出,检测出那些幅度大于给定门限、且为局部极大值的谱线位置。设对于第 m 批数据共有 $M(m)$ 被检测到的谱线,谱线位置序号(以升值序号排列)集合为

$$P(m) = \{p_1^{(m)}, p_2^{(m)}, \dots, p_{M(m)}^{(m)}\}$$

相对应的第 j 个频率点的取值为 $f^{(m)}(j)$,其中 $j = 1, 2, \dots, M(m)$ 。

设0#通道基于第 m 批数据的第 j 根谱线的取值为 $X_0^{(m)}(p_j^{(m)})$,第1#通道基于第 m 批数据的第 j 根谱线的取值为 $X_1^{(m)}(p_j^{(m)})$,记

$$R^{(m)}(j) = \frac{X_1^{(m)}(p_j^{(m)})}{X_0^{(m)}(p_j^{(m)})} \quad (4)$$

则求得相位差原始数据

$$\varphi^{(m)}(j) = \text{Arctan} \left\{ \frac{\text{Im}[R^{(m)}(j)]}{\text{Re}[R^{(m)}(j)]} \right\} \quad (5)$$

其中 $m = 1, \dots, M_s$, M_s 表示数据总批次, $j = 1, 2, \dots, M(m)$,其中 $\varphi^{(m)}(j)$ 只能在 $[0, 2\pi)$ 间取值,具有相位模糊。设 $\beta^{(m)}(j)$ 是 $\varphi^{(m)}(j)$ 解模糊后的结果,有关系

$$\beta^{(m)}(j) = \varphi^{(m)}(j) \pm 2l\pi \quad (6)$$

其中, l 为某一整数,且此时

$$\beta^{(m)}(j) = -2\pi p_j^{(m)} \Delta F \tau \quad (7)$$

将观测值与(7)式的理论值依据参考频率点的大小改写为矩阵形式

$$\mathbf{z}^{(m)} = \boldsymbol{\beta}^{(m)} + \mathbf{e}(m) = \mathbf{h}(m)\tau + \mathbf{e}(m) \quad (8)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{z}^{(m)} &= \begin{bmatrix} z^{(m)}(1) \\ z^{(m)}(2) \\ \vdots \\ z^{(m)}(M(m)) \end{bmatrix}; \boldsymbol{\beta}^{(m)} = \begin{bmatrix} \beta^{(m)}(1) \\ \beta^{(m)}(2) \\ \vdots \\ \beta^{(m)}(M(m)) \end{bmatrix}; \\ \mathbf{h}(m) &= \begin{bmatrix} -2\pi p_1^{(m)} \Delta F \\ -2\pi p_2^{(m)} \Delta F \\ \vdots \\ -2\pi p_{M(m)}^{(m)} \Delta F \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$\mathbf{e}(m)$ 为与 $\mathbf{z}^{(m)}$ 相对应的观测误差矢量。

由于相位差估计误差的统计特性较为复杂,我们用最小二乘估计对式(9)的 τ 进行估计,则基于第 m 批数据的 τ 估计值为

$$\hat{\tau}(m) = \left(\mathbf{h}^T(m) \mathbf{h}(m) \right)^{-1} \mathbf{h}^T(m) \mathbf{z}^{(m)} \quad (9)$$

M_s 批数据可以采用两种处理方法:一是将每批数据的时差估计结果取平均,一是将所有数据作为一批数据,再进行时差估计。因为这种估计方法是基于统计累积的,处理时参与的数据越多,则得到的结果会越来越接近真实结果,所以这里选择后面一种处理方法。另外需要说明一点,对于不同批次或同一批次中相同的参考频率点,根据其强度大小取加权平均值为其最终获取的相位差结果。

分析算法过程可知,时延 τ 的估计问题转化为求以频率为自变量的直线斜率问题,因此该方法又可称为直线拟合方法。

3 宽带跳频信号时延估计误差分析

在加性噪声背景下,观测值采样序列可以表示为

$$x(n) = s(n) + z(n) \quad (10)$$

其中跳频信号 $s(n)$ 为(3)式。由于传输不同数据信息流 $a(n)$ 时,对后面分析的数据影响仅在其幅度谱和相位谱上叠加上数据信息的相关信息,属于信息一旦固定,则各通道叠加的信息也固定一致,因此不存在随机误差的影响,为便于分析,数据流 $a(n) = a(n=0, \dots, N-1)$ 。对于信道化之后的每路信号瞬时而言, $a(n)$ 可以认为是固定的, $z(n)$ 为零均值高斯白噪声序列,其方差为 σ_z^2 , 采样序列的瞬时信噪比为 $SNR = a^2 / (2\sigma_z^2)$ 。记 $s(n) = a \sum_{i=1}^{\bar{M}} s_i(n)$, 其中

$$s_i(n) = a \cos(2\pi f_i T n / N + \varphi_i) \cdot \left\{ U[nT/N - (i-1)T_h] - U[nT/N - iT_h] \right\} \quad (11)$$

则 $x(n)$ 的 DFT 可以表示为:

$$X(k) = S(k) + Z(k) \triangleq A(k) e^{j\phi(k)} + b e^{j\varphi_z} \quad (12)$$

其中 $S(k)$ 为信息数据的 DFT 结果, $Z(k)$ 为噪声的 DFT 结果。经过计算得到(参见附录), $S(k)$ 在谱线 \tilde{k} 处的幅度和相位分别记为 $A(\tilde{k})$ 和 $\phi(\tilde{k})$, 有

$$A(\tilde{k}) = \sqrt{\sum_{i=1}^{\bar{M}} A_i^2(\tilde{k}) + 2 \sum_{i=1}^{\bar{M}} \sum_{j>i}^{\bar{M}} A_i(\tilde{k}) A_j(\tilde{k}) \cos(\phi_i(\tilde{k}) - \phi_j(\tilde{k}))} \quad (13)$$

$$\phi(\tilde{k}) = \arctan \left(\frac{\sum_{i=1}^{\bar{M}} A_i(\tilde{k}) \sin(\phi_i(\tilde{k}))}{\sum_{i=1}^{\bar{M}} A_i(\tilde{k}) \cos(\phi_i(\tilde{k}))} \right) \quad (14)$$

又噪声信号

$$Z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} z(n) e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \quad (15)$$

由于 $z(n)$ 为零均值、方差为 σ_z^2 的高斯噪声, 则 $Z(k)$ 的均值和方差为^[9]

$$E[Z(k)] = 0$$

$$\begin{aligned} \text{var}[Z(k)] &= E[|Z(k)|^2] = \text{var}[z(n)] \sum_{n=0}^{N-1} \left| e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \right|^2 \\ &= N \text{var}[z(n)] = N\sigma_z^2 \end{aligned}$$

由此得到

$$E[b \cos \varphi_z] = E[b \sin \varphi_z] = E[Z(k)] = 0 \quad (16)$$

$$\text{var}[b \cos \varphi_z] = \text{var}[b \sin \varphi_z] = \frac{1}{2} \text{var}[Z(k)] = \frac{1}{2} N\sigma_z^2 \quad (17)$$

则选择的谱线 \tilde{k} 处

$$\begin{aligned} X(\tilde{k}) &= A(\tilde{k}) e^{j\phi(\tilde{k})} \left[1 + \frac{b}{A(\tilde{k})} e^{j(\varphi_z - \phi(\tilde{k}))} \right] \\ &= A(\tilde{k}) e^{j\phi(\tilde{k})} \left[1 + \frac{b}{A(\tilde{k})} \cos(\varphi_z - \phi(\tilde{k})) + \right. \\ &\quad \left. j \frac{b}{A(\tilde{k})} \sin(\varphi_z - \phi(\tilde{k})) \right] \\ &= A(\tilde{k}) \sqrt{1 + \frac{b^2}{A^2(\tilde{k})} + \frac{2b}{A(\tilde{k})} \cos(\varphi_z - \phi(\tilde{k}))} e^{j\phi(\tilde{k})} \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $X(\tilde{k})$ 的相位为 $\theta(\tilde{k})$

$$\theta(\tilde{k}) = \phi(\tilde{k}) - \arctan \left\{ \frac{\frac{b}{A(\tilde{k})} \sin(\varphi_z - \phi(\tilde{k}))}{1 + \frac{b}{A(\tilde{k})} \cos(\varphi_z - \phi(\tilde{k}))} \right\} \quad (19)$$

当信噪比不是特别低时, 对于较大的 N , $\frac{b}{A(\tilde{k})}$ 的取值接近或大于 1 的概率极小, 在讨论 $\theta(\tilde{k})$ 的均值和方差时可以忽略这种极小概率情况, 因此 $\theta(\tilde{k})$ 可近似为

可以忽略这种极小概率情况, 因此 $\theta(\tilde{k})$ 可近似为

$$\begin{aligned} \theta(\tilde{k}) &\approx \phi(\tilde{k}) - \arctan \left\{ \frac{b}{A(\tilde{k})} \sin(\varphi_z - \phi(\tilde{k})) \right\} \\ &\approx \phi(\tilde{k}) - \frac{b}{A(\tilde{k})} \sin(\varphi_z - \phi(\tilde{k})) \end{aligned} \quad (20)$$

其中 φ_z 为 $0 \sim 2\pi$ 内均匀分布的随机相位, $\phi(\tilde{k})$ 为非随机量, 则 $\theta(\tilde{k})$ 可近似表示为

$$\theta(\tilde{k}) = \phi(\tilde{k}) - \frac{b}{A(\tilde{k})} \sin(\varphi_z) \quad (21)$$

则 $\theta(\tilde{k})$ 方差为

$$\text{var}[\theta(\tilde{k})] = \text{var} \left[\phi(\tilde{k}) - \frac{b}{A(\tilde{k})} \sin(\varphi_z) \right]$$

$$\begin{aligned}
 &= \text{var} \left[\frac{b}{A(\tilde{k})} \sin(\varphi_z) \right] = \frac{N\sigma_z^2}{2A^2(\tilde{k})} \\
 &= \frac{N\sigma_z^2}{2 \left[\sum_{i=1}^{\tilde{M}} \sum_{j=1}^{\tilde{M}} A_i(\tilde{k}) A_j(\tilde{k}) \cos(\phi_i(\tilde{k}) - \phi_j(\tilde{k})) \right]} \quad (22)
 \end{aligned}$$

假设 f_ξ 为距离 \tilde{k} 最近跳频频率点, 即满足

$$\left| \frac{f_\xi - f_l}{\Delta F} - \tilde{k} \right| \leq \frac{1}{2}$$

则当 $i \neq \xi$ 时, $A_i(\tilde{k})$ 很小, 可以忽略, 则

$$\begin{aligned}
 \text{var} \left\{ \theta(\tilde{k}) \right\} &\approx \frac{N\sigma_z^2}{2A_\xi^2(\tilde{k})} = \frac{2\sigma_z^2 (f_\xi T - \tilde{k})^2 \pi^2}{Na^2 \sin^2 \left\{ \frac{\pi(h+1)(f_\xi T - \tilde{k})}{N} \right\}} \\
 &= \frac{\pi^2 (f_\xi T - \tilde{k})^2}{N \cdot \text{SNR} \cdot \sin^2 \left\{ \frac{\pi(h+1)(f_\xi T - \tilde{k})}{N} \right\}} \\
 &\stackrel{N \text{ 较大时}}{=} \frac{N}{\text{SNR} \cdot (h+1)^2} \\
 &= \frac{N}{\text{SNR} \cdot \left(\left[\frac{N}{T} T_h \right] + 1 \right)^2}
 \end{aligned}$$

其中 $[\cdot]$ 表示取整, h 表示一个跳频周期内的采样点数, 根据文中算法, 是通过将其它通道 ($1^\#, \dots, (L-1)^\#$) 信号与 $0^\#$ 通道信号比较得到相位差, 则

$$\begin{aligned}
 \text{var} \left\{ \Delta\theta_\lambda(\tilde{k}) \right\} &= \text{var} \left\{ \theta_\lambda(\tilde{k}) - \theta_0(\tilde{k}) \right\} = 2\text{var} \left\{ \theta(\tilde{k}) \right\} \\
 &= \frac{2N}{\text{SNR} \cdot \left(\left[\frac{N}{T} T_h \right] + 1 \right)^2} \quad (23)
 \end{aligned}$$

每一路通过信道化后, 在每个信道内都以相同的采样频率进行采样, 并且采样时长相同, 由此得到估计误差为

$$\text{Var}(\tilde{\tau}_k, m) = (\mathbf{h}^T(m) \mathbf{R}_k^{-1}(m) \mathbf{h}(m))^{-1} \quad (24)$$

假设各个选择频点位置的 $\mathbf{e}(m, k)$ 互不相关, 则

$$\mathbf{R}_k(m) = E \{ \mathbf{e}(m, k) \mathbf{e}^T(m, k) \} = \text{diag} \{ \text{var}(\Delta\theta(m)) \}$$

从上面分析可见, 时延估计误差与信噪比, 采样点数, 跳频间隔等存在相应的关系。

4 仿真实验

实验环境为 Matlab7.0。具体参数设置为: 2 通道接收, 工作频段 20.2GHz ~ 21.2GHz, 工作带宽 1GHz, 数据传输速率 1kbps, 跳频速率 16000H/s, 跳频频率点集 10000, 跳频信道间隔 10kHz, 调制方式为 DPSK 基带调制, 噪声为零均值高斯白噪声。

由于信号工作带宽较宽, 可以采用数字信道化之后, 将每个通道信号分成很多信道, 再进行上述方法的相位差提取和解模糊过程, 最终将各信道参考频点位置的相位差拼接, 利用最小二乘法得到时延估计结果。这里考虑分为 25 个信道, 采样频率为 81.92MHz, 采样点数为 $N=32786$ 。

设置时延为 3.5ns, 信噪比 SNR=10dB 时, 两路信号间相位差的结果如图 1。

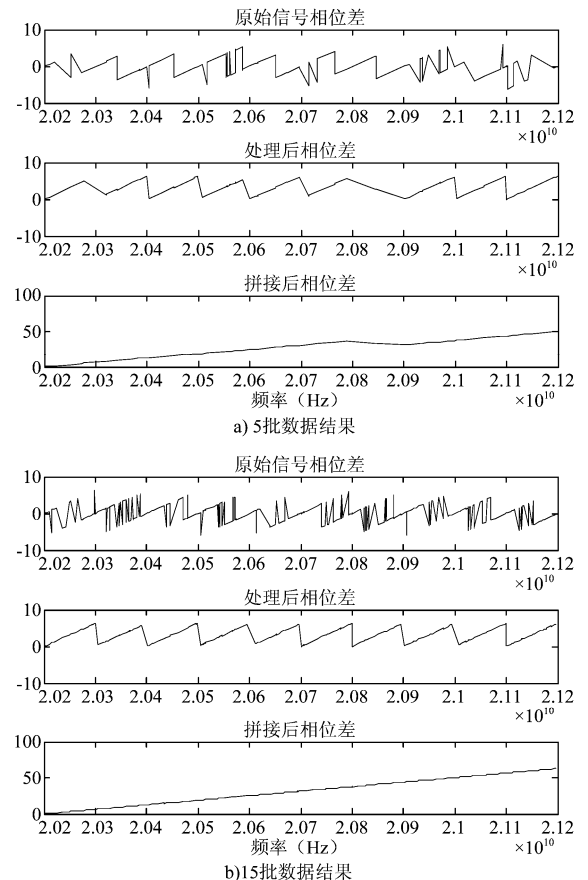


图1 相位差结果 (SNR=10dB)

图 1 说明数据批次增多,其拼接的结果越趋于直线,也就是时延估计精度越高。下面通过仿真分析时延估计精度与信噪比以及数据批次之间的关系,并且比较仿真结果与理论结果间的关系。

设置信噪比为 $SNR = \{0, 5, 10, 15\} (dB)$, 数据批次为 $\{5, 10, 20, 50\}$, 得到时延估计精度如图 2 所示, 试验次数 100。

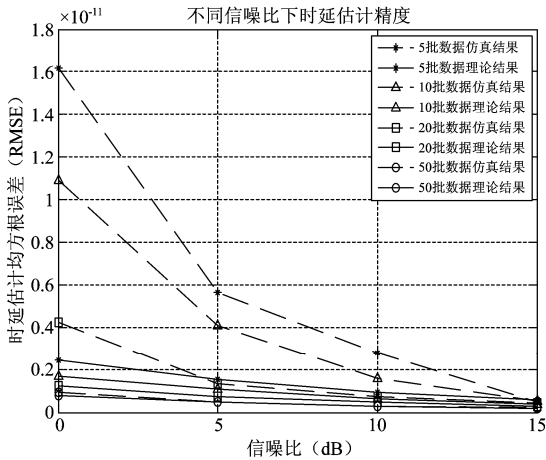


图 2 时延估计精度与信噪比及数据批次间关系

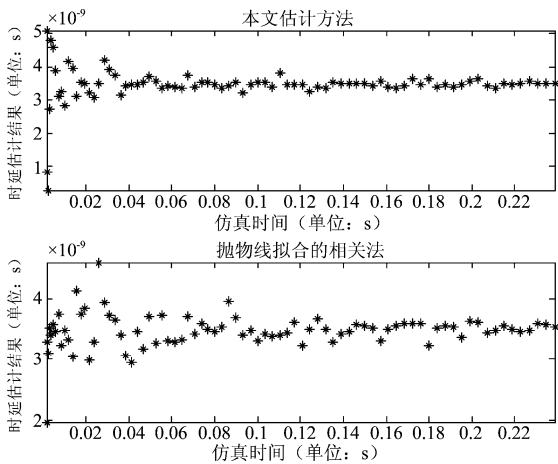


图 3 两种不同时延估计方法比较

分析图 2 表明:

- 1) 数据批次一定时, 时延估计精度随信噪比增加而提高;
- 2) 信噪比一定时, 时延估计精度随数据批次的增加而提高;
- 3) 信噪比大于 0dB 时, 理论上时延估计精度均可以达到 2.5ps 以内;
- 4) 时延估计精度不直接受采样时间间隔的影响, 能够达到皮秒量级;
- 5) 信噪比较高且数据批次较多时, 时延估计精度的仿真结果与理论结果非常接近。

进一步将该方法的估计结果与采用抛物线拟合的相关方法^[4,10]进行比较, 设置信噪比 $SNR = 0dB$ 。当数据量大于 3 批, 即从约 1.2ms 开始计算, 并且当数据量超过 50 批时, 保持数据量不变进行计算。按照仿真设置, 一批数据的时长约为 0.4ms, 将此过程中的数据储存下来, 替代最古老的数据, 进行计算。两种方法在相同的运行环境下, 计算耗时接近, 当数据量为 30 批时处理时间约为 4ms。其中存在约 64 个跳频点, 10 批数据, 取最近的一批数据, 即 0.4ms 数据, 进行下一次计算, 其余舍弃, 抛物线拟合的相关方法计算数据相同。图 3 为两种时延估计方法的估计结果。

分析图 3 表明, 在短时间内, 采用抛物线拟合的相关法较本文的综合估计方法能够获得更好的结果, 但是当时间增长, 处理数据达到 50 批时, 本文方法能够获得更好的估计结果, 估计性能明显优越于抛物线拟合的相关方法。

5 结束语

文中给出了充分利用了跳频信号宽带特征的时延估计方法, 并且从信号基本形式和时延估计方法出发, 推导了该方法的理论估计精度, 通过仿真实验说明: 当信噪比较高时, 该方法的估计精度与理论估计精度较接近, 且理论上当信噪比高于 0dB 时, 时延估计精度可达皮秒量级, 确保了该算法能够实现高精度宽带跳频信号的时延估计。

文中算法主要涉及 DFT 运算, 目前 DFT 的处理元件较成熟, 因此该方法易于工程实现。并且通过分析算法的处理过程可以看出, 该方法比较灵活, 能够依据需求的时延估计精度选择相应的处理方式, 并且对数据扩展性好, 能够实现较高精度的实时时延估计, 从而使得其具有广阔的应用前景。另外, 该方法也同样适用于具有丰富频域信息的其它信号。

附录

$S_i(k)$ 为 $s_i(n)$ 的 DFT 结果

$$S_i(k) = DFT[s_i(n)] = \frac{a \sin\left[\frac{\pi(h+1)(f_i T - k)}{N}\right]}{2 \sin\left[\frac{\pi(f_i T - k)}{N}\right]} e^{j\left[\frac{2\pi(f_i T - k)}{N}\left(n_0 + \frac{h}{2}\right) + \varphi_i\right]}$$

其中 $n_0 = \left\lceil \frac{N}{T}(i-1)T_h \right\rceil$, $h = \left\lfloor \frac{N}{T}T_h \right\rfloor$ 。

当采样点数 N 较大时,则 $S_i(k)$ 可近似为

$$S_i(k) = \frac{Na \sin\left[\frac{\pi(h+1)(f_i T - k)}{N}\right]}{2\pi(f_i T - k)} e^{j\left[\frac{2\pi(f_i T - k)}{N}\left(n_0 + \frac{h}{2}\right) + \varphi_i\right]} \triangleq A_i(k) e^{j\phi_i(k)}$$

其中

$$A_i(k) = \frac{Na \sin\left[\frac{\pi(h+1)(f_i T - k)}{N}\right]}{2\pi(f_i T - k)}$$

$$\phi_i(k) = \frac{2\pi(f_i T - k)}{N} \left(n_0 + \frac{h}{2} \right) + \varphi_i$$

于是得到 $x(n)$ 的 DFT 的幅度和相位分别为

$$A(k) = \sqrt{\sum_{i=1}^{\tilde{M}} A_i^2(k) + 2 \sum_{i=1}^{\tilde{M}} \sum_{j>i}^{\tilde{M}} A_i(k) A_j(k) \cos(\phi_i(k) - \phi_j(k))}$$

$$\phi(k) = \arctan \left(\frac{\sum_{i=1}^{\tilde{M}} A_i(k) \sin(\phi_i(k))}{\sum_{i=1}^{\tilde{M}} A_i(k) \cos(\phi_i(k))} \right)$$

参考文献

- [1] 周芸,路青起,基于数字信号处理器技术的直接数字合成快速跳频通信信号源[J],探测与控制学报,2007,10,29(5):77-80.
- [2] S. Wang, D. Sen and W. Lu, Subband Analysis of Time Delay Estimation in STFT Domain[J], proceedings of the 11th Australian International Conference on Speech Science & Technology, New Zealand, 2006. 11:211-215.
- [3] Lei Zhang, Xiaolin Wu, ON CROSS CORRELATION BASED DISCRETE TIME DELAY ESTIMATION[J], Proceedings (ICASS ' 05), IEEE international conference. 2005, Vol. 4:981-984.

- [4] Aline Cabasson, and Olivier Meste, Time Delay Estimation: A New Insight Into the Woody's Method[J], IEEE SIGNAL PROCESSING LETTERS, 2008, VOL. 15:573-576.
- [5] Jing wen, Ping Li, Yumei Wen, Unbiased Adaptive Time-delay Estimation in Noisy Environments[J], Control, Automation, robotics and vision, ICARCV'06, 9th IEEE international conference, 2006. 11:1-6.
- [6] Amir A. Emadzadeh, etc. Online Time Delay Estimation of Pulsar Signals for Relative Navigation using Adaptive Filters[J], Position, location and navigating symposium, IEEE/ION vol, issue, 5-8, 2008. 5:714-719.
- [7] 字正华,石庚辰,基于短时傅立叶变换谱图的非平稳信号时延估计方法[J],探测与控制学报,2007. 12, 29(6):19-23.
- [8] 史建锋,王可人,基于循环互相关的 LFM 信号时延估计及性能分析[J],现代雷达,2007. 4,29(4):53-56.
- [9] 齐国清,利用 FFT 相位差校正信号频率和初相估计的误差分析[J],数据采集与处理,2003. 3,18(1):7-11.
- [10] G. Jacovitti and G. Scarano, Discrete time technique for time delay estimation, IEEE Trans. Signal Process., vol. 41, no. 2, pp. 525-533, Feb. 1993.

作者简介



刘伟(1982-),女,安徽安庆人,博士,西安通信学院教员,主要研究方向:电子对抗、阵列信号处理、定位理论与技术等。



罗景青(1957-),男,电子工程学院教授,博士生导师,国家 863 专家,信号处理学会委员,主要研究方向:信号与信息处理,阵列信号处理等。