

DOI: 10.7652/xjtuxb201307016

一种衰减信号加窗频域插值算法

刁瑞朋, 孟庆丰

(西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安)

摘要: 为了提高多频衰减正弦信号参数估计的精度,提出了一种加窗频域插值算法。先利用信号加窗技术对时域信号施加 Hanning 窗,然后利用频域插值方法计算出频率和衰减因子等参数值。结合 Hanning 窗和频域插值的方法,不仅可减小远程泄漏的影响,而且也消除了短程泄漏的影响,从而提高了对多频衰减正弦信号参数估计的精度。通过对算法的参数变化、噪声干扰和谱线分辨率的敏感性分析表明,即使在较强的噪声干扰和频谱泄漏下,算法依然具有较高的估计精度和稳定性,且计算效率高,内存占用低,因此较适合于对计算资源要求苛刻的信号特征提取场合,为机械冲击故障特征的提取提供了一种可选方法。

关键词: 衰减信号;频域插值;参数估计;频谱泄漏

中图分类号: TN911.72 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)07-0085-06

Interpolation Algorithm for Discrete Fourier Transforms of Weighted Damped Sinusoidal Signals

DIAO Ruipeng, MENG Qingfeng

(School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: An algorithm for improving the estimation accuracy of parameters that characterize a multi-frequency damped sinusoidal signals is presented, where the signals are weighted by Hanning window before the fast Fourier transform and the frequencies, amplitudes, phases and damped factors are obtained by frequency domain interpolation. The long-range and short-range leakages are thus reduced to improve the estimation accuracy. The sensitivity analysis for the varying signal parameters, noise and spectral resolution verifies the higher reliability and accuracy for both stronger noise and spectral interference cases. The higher computational efficiency and lower memory demand are suggested especially for poor computing resource situations. Extracting the impact signals of the rotor test bed using this method is illustrated. The result shows that the method can be used as an optional method for the fault features extraction of the mechanical impact.

Keywords: damped signal; frequency domain interpolation; parameter estimation; spectral leakage

机械设备运行中产生的冲击信号,雷达、声纳和生物医学领域的时变信号都可用衰减指数的形式表示,在对此类信号的频谱进行分析过程中,需要识别出幅值、相位、频率和衰减因子这 4 个参数。

目前,用于信号频谱分析的方法主要分为基于模型的参数方法和基于 Fourier 变换的非参数方法。基于模型的参数方法,如最大似然法、线性预测频率估计技术^[1]、AR 谱和 Prony 方法^[2]等,都具有

收稿日期: 2012-10-22。 作者简介: 刁瑞朋(1982—),男,博士生;孟庆丰(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家重点基础研究发展规划资助项目(2009CB724304);国家自然科学基金资助项目(51275380,51175049)。

网络出版时间: 2013-04-22

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130422.0925.005.html>

频率分辨率高的特点,并且没有信号周期性假设,以及适合于短数据处理等优点。但是,该类方法需要建立过程模型,并且存在模型定阶困难、计算量大等问题,因此在工程应用中受到了限制。基于 Fourier 变换的非参数方法,具有计算效率高、易于实现等特点,已成为工程领域频谱分析的主要手段。然而,这类方法存在泄漏效应的固有缺陷,导致参数估计存在一定的计算误差。为了消除泄漏误差,人们提出了很多种方法,其中插值快速 Fourier 变换 (IFFT)^[3-7] 被广泛使用,但这些方法只适用于平稳周期信号。Bertocco 等在 IFFT 的基础上,提出了一种衰减信号插值快速 Fourier 算法 (DIFFT)^[8-10],利用频域插值技术部分消除了短程泄漏的影响,提高了衰减信号参数估计的精度,但该方法在原理上与 Jain 的算法^[3] 存在同样的问题,即当信号中含有多个频率成分时,由谐波干扰而产生的远程泄漏会大大影响参数估计的精度。Aboutanios 等在 DIFFT 的基础^[11-12] 上,通过迭代提高了算法的估计精度。Wu 等也推导出一种基于快速傅里叶变换的三点插值迭代公式^[13],通过多点插值和迭代来提高算法的估计精度。由于以上 2 种方法增加了算法的计算复杂度和不稳定性,对计算设备要求较高,因此不适用于对实时性要求高和计算资源有限的场合。

为了弥补 DIFFT 对多频衰减信号参数估计精度低的不足,本文将 Hanning 窗和频域插值技术相结合,利用 Hanning 窗函数本身旁瓣衰减比矩形窗快的特点来抑制谐波间的干扰,从而降低了远程泄漏影响,达到了提高参数估计精度的目的。

1 方法描述

不失一般性,假设离散信号 $x(n)$ 由 M 个频率成分组成,即

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m \exp\left(\frac{2\pi}{N}(\alpha_m + j\phi_m)n + j\phi_m\right) \quad (1)$$

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

式中: f_m 、 A_m 、 ϕ_m 和 α_m 为第 m 个频率分量的频率、幅值、相位和衰减因子; N 为采样点数。式(1)的加 Hanning 窗离散傅里叶变换为

$$X(k) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m \exp(j\phi_m) W(k) \\ W(k) = 0.5D(k-f; \alpha) - 0.25[D(k-1-f; \alpha) + D(k+1-f; \alpha)] \quad (2)$$

式中: $W(k)$ 为窗函数计算因子; f 为信号的真实频率; k 为整数; $D(k-f; \alpha)$ 为 Dirichlet 核函数的一般

形式,即

$$D(k-f; \alpha) = \frac{1 - \exp(2\pi(\alpha - j(k-f)))}{1 - \exp(2\pi(\alpha - j(k-f))/N)} \quad (3)$$

由离散信号的 Fourier 变换原理可知

$$f = k + \delta, \quad -0.5 \leq \delta < 0.5 \quad (4)$$

式中: δ 为频率偏移量。将式(4)代入式(2)可得

$$W(k) = 0.5D(-\delta; \alpha) - 0.25(D(-\delta-1; \alpha) + D(-\delta+1; \alpha)) \quad (5)$$

由式(2)和式(5)可知,与第 m 个频率分量最临近的频谱值为

$$X(k_m) = A_m \exp(j\phi_m) W(k_m) \\ W(k_m) = 0.5(1 - \exp(2\pi(\alpha_m + j\delta_m))) \cdot \frac{z_m(1+z_m)(1-0.5E^{-1}-0.5E)}{(1-z_m)(1-z_mE^{-1})(1-z_mE)} \\ z_m = \exp(2\pi(\alpha_m + j\delta_m)/N) \quad (6)$$

与第 m 个频率分量次临近的频谱值为

$$E = \exp(j2\pi/N) \\ X(k_m + \epsilon_m) = A_m \exp(j\phi_m) W(k_m + \epsilon_m) \\ W(k_m + \epsilon_m) = 0.5(1 - \exp(2\pi(\alpha_m + j\delta_m))) \cdot \frac{z_mE^{-\epsilon_m}(1+z_mE^{-\epsilon_m})(1-0.5E-0.5E^{-1})}{(1-z_mE^{-\epsilon_m})(1-z_mE^{-\epsilon_m-1})(1-z_mE^{-\epsilon_m+1})} \quad (7)$$

式(6)、式(7)中

$$\epsilon_m = \text{sign}(|X(k_m+1)| - |X(k_m-1)|) \quad (8)$$

与第 m 个频率分量相邻的频谱比值为

$$\rho_m = \frac{X(k_m + \epsilon_m)}{X(k_m)} \quad (9)$$

化简式(9),可得

$$\epsilon_mE(\rho_mE^{-\epsilon_m} - 1)z_m^2 + (1 + \rho_m)(1 - E^2)z_m + \epsilon_mE(1 - \rho_mE^{\epsilon_m}) = 0 \quad (10)$$

式(10)是以 z_m 为未知量的复数一元二次方程,求解出方程的根为

$$z_m = \frac{-(1 + \rho_m)(1 - E^2) \pm ((1 + \rho_m)^2(1 - E^2)^2 - 4(\rho_m - E)(E - E^2\rho_m))^{1/2}}{2\epsilon_mE(\rho_mE^{-\epsilon_m} - 1)} \quad (11)$$

由 z_m 的初始定义可知

$$\text{Re}(z_m) = \exp(2\pi\alpha_m/N) \cos(2\pi\delta_m/N)$$

已知 $\exp(2\pi\alpha_m/N) > 0$, $\cos(2\pi\delta_m/N) > 0$, 因此 $\text{Re}(z_m) > 0$ 。去掉 $\text{Re}(z_m) < 0$ 的方程的根,则

$$z_m = \frac{((1 + \rho_m)(1 - E^2) + \epsilon_m((1 + \rho_m)^2(1 - E^2)^2 - 4E(\rho_m - E)(1 - \rho_mE))^{1/2})}{2\epsilon_mE(1 - \rho_mE^{-\epsilon_m})} \quad (12)$$

已知 $|z_m| = \exp(2\pi\alpha_m/N)$, $\arg z_m = 2\pi\delta_m/N$, 则

$$\alpha_m = \frac{N}{2\pi} \ln |z_m|; \quad \delta_m = \frac{N}{2\pi} \arg z_m \quad (13)$$

由式(4)、式(6)可知

$$f_m = k_m + \delta_m; \quad A_m = \left| \frac{X(k_m)}{W(k_m)} \right|;$$
$$\phi_m = \arg\left(\frac{X(k_m)}{A_m W(k_m)}\right) + \frac{\pi}{2} \quad (14)$$

2 方法分析

为了评估算法的性能,采用本文算法和 Bertoc-
co 提出的 DIFFT^[8]处理相同的信号,并对 2 种算法
的估计结果进行了对比分析。信号中的频率、幅值
和相位采用归一化量纲表示, E_{am} 、 E_{Am} 、 E_{fm} 和 $E_{\phi m}$ 为
信号中第 m ($m=0,1,2,\cdots,N-1$) 个频率分量的衰
减因子、幅值、频率和相位的估计误差的绝对值。为
了简便,将本文提出的算法简称为 HDIFFT。

2.1 系统误差分析

考虑由 M 个频率分量组成的信号

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m \exp\left(\frac{2\pi}{N} \alpha_m n\right) \sin\left(\frac{2\pi}{N} f_m n + \phi_m\right) + y(n)$$
$$n = 0, \cdots, N-1 \quad (15)$$

式中: $y(\cdot)$ 为白噪声; $N=1\,024$ 。为了评估算法在
频谱泄漏影响下的估计误差,即系统误差,令 $y(\cdot)$
 $=0$,并设计了 2 组实验。

第 1 组实验中,信号为单频信号,取信号参数
 $f_0=40.2, A_0=1, \phi_0=0, \alpha_0=\alpha$, α 的变化范围为 $0\sim$
 -0.5 。表 1 给出了 2 种算法对信号参数的估计结
果。当 $\alpha=0$ 时,参数估计误差不为 0,这是由频谱
泄漏(特别是短程泄漏)对参数估计的影响造成的。
当 $\alpha\neq 0$ 时,2 种方法的估计偏差都随 $|\alpha|$ 的增大而
增大,但 HDIFFT 的估计精度比 DIFFT 高出 3 个
数量级。由此可见,HDIFFT 对抑制短程泄漏具有
十分明显的效果。

第 2 组实验中,信号中包含 2 个频率成分,分析
算法对频率分量之间干扰(即远程泄漏)对估计误差
的补偿能力。取信号参数为 $f_0=40, f_1=120.2,$
 $A_0=A_1=1, \phi_0=\phi_1=0, \alpha_0=\alpha_1=\alpha$, α 的变化范围为
 $0\sim-0.5$ 。表 2 给出了 HDIFFT 对信号各参数的
估计结果。由表 2 可见,2 个频率分量的估计误差
都非常小,估计精度与第 1 组实验具有相同的数量
级和变化趋势。同文献[8]中的 TABLEⅢ相比,在
相同实验条件下,HDIFFT 的估计精度具有 3 个数
量级以上的优势,这说明 HDIFFT 对多频信号参数
的估计具有较好的效果。

表 1 2 种算法获得的信号各参数的估计值误差

α	E_{a0}		E_{f0}		E_{A0}		$E_{\phi0}$	
	DIFFT	HDIFFT	DIFFT	HDIFFT	DIFFT	HDIFFT	DIFFT	HDIFFT
0.0	1.70×10^{-3}	0.62×10^{-6}	0.11×10^{-3}	0.20×10^{-6}	0.59×10^{-2}	2.0×10^{-6}	0.10×10^{-2}	0.44×10^{-6}
-0.1	2.20×10^{-3}	0.74×10^{-6}	0.25×10^{-3}	0.29×10^{-6}	0.69×10^{-2}	2.2×10^{-6}	0.12×10^{-2}	0.47×10^{-6}
-0.2	2.90×10^{-3}	0.90×10^{-6}	0.58×10^{-3}	0.37×10^{-6}	0.81×10^{-2}	2.5×10^{-6}	0.38×10^{-2}	1.40×10^{-6}
-0.3	3.60×10^{-3}	1.10×10^{-6}	1.50×10^{-3}	0.69×10^{-6}	0.91×10^{-2}	3.0×10^{-6}	0.63×10^{-2}	2.30×10^{-6}
-0.4	4.30×10^{-3}	1.40×10^{-6}	2.40×10^{-3}	1.10×10^{-6}	1.00×10^{-2}	3.6×10^{-6}	0.87×10^{-2}	3.30×10^{-6}
-0.5	5.20×10^{-3}	1.80×10^{-6}	3.60×10^{-3}	1.50×10^{-6}	1.10×10^{-2}	4.3×10^{-6}	1.10×10^{-2}	4.50×10^{-6}

表 2 HDIFFT 获得的 2 个频率分量各参数的估计值误差

α	E_{a0}	E_{a1}	E_{f0}	E_{f1}	E_{A0}	E_{A1}	$E_{\phi0}$	$E_{\phi1}$
0.0	0.49×10^{-6}	0.023×10^{-6}	0.53×10^{-6}	0.007×10^{-6}	0.13×10^{-5}	0.07×10^{-6}	1.90×10^{-6}	0.02×10^{-6}
-0.1	1.20×10^{-6}	0.220×10^{-6}	0.45×10^{-6}	0.019×10^{-6}	0.33×10^{-5}	0.61×10^{-6}	1.90×10^{-6}	0.64×10^{-6}
-0.2	1.90×10^{-6}	0.470×10^{-6}	0.47×10^{-6}	0.390×10^{-6}	0.55×10^{-5}	1.30×10^{-6}	2.40×10^{-6}	1.30×10^{-6}
-0.3	2.80×10^{-6}	0.740×10^{-6}	0.63×10^{-6}	0.630×10^{-6}	0.78×10^{-5}	1.90×10^{-6}	3.20×10^{-6}	2.00×10^{-6}
-0.4	3.90×10^{-6}	1.000×10^{-6}	0.93×10^{-6}	0.930×10^{-6}	1.00×10^{-5}	2.60×10^{-6}	4.40×10^{-6}	2.90×10^{-6}
-0.5	5.20×10^{-6}	1.400×10^{-6}	1.40×10^{-6}	1.300×10^{-6}	1.30×10^{-5}	3.30×10^{-6}	6.20×10^{-6}	3.90×10^{-6}

2.2 对信号参数敏感性的分析

通过与 DIFFT 的比较,分析信号参数对算法性
能的影响。对于插值类算法,各频率分量的参数(除
衰减因子外)都是由频率偏移量计算的,因此选用频

率和衰减因子的估计误差对算法的性能进行评估。
考虑由 2 个频率分量组成的信号,则有

$$x(n) = x_0(n) + x_1(n) =$$
$$A_0 \exp\left(\frac{2\pi}{N} \alpha_0 n\right) \sin\left(\frac{2\pi}{N} f_0 n + \phi_0\right) +$$

$$A_1 \exp\left(\frac{2\pi}{N}\alpha_1 n\right) \sin\left(\frac{2\pi}{N}f_1 n + \phi_1\right) + y(n) \\ n = 0, \dots, N-1 \quad (16)$$

2.2.1 HDIFFT 对信号幅值的敏感性 取 $f_0 = 137.5, f_1 = 143.5, A_0 = 1, \phi_0 = \phi_1 = 0, \alpha_0 = \alpha_1 = -0.1$, 定义信号中 2 个频率的幅值比为

$$\Lambda = A_1/A_0 \quad (17)$$

实验中,通过改变 A_1 的值来分析幅值对算法性能的影响。由图 1 可知,随着幅值比的增加,2 种算法的估计误差均出现了增大的趋势,但从估计精度来看,HDIFFT 的估计精度比 DIFFT 高出一个数量级。

2.2.2 HDIFFT 对信号相位的敏感性 取 $f_0 = 137.5, f_1 = 143.5, A_0 = A_1 = 1, \phi_0 = 0, \alpha_0 = \alpha_1 = -0.1$, 实验中,通过改变 ϕ_1 的值来分析相位对算法性能的影响。由图 2 可知,HDIFFT 的估计精度比 DIFFT 高出一个数量级。另外,随着 ϕ_1 的变化,参数估计误差出现了明显的波动特征,可见相位对插值类算法的估计精度有一定的影响,但即使在最差条件下,本文提出的算法在估计精度方面仍要高于 DIFFT。

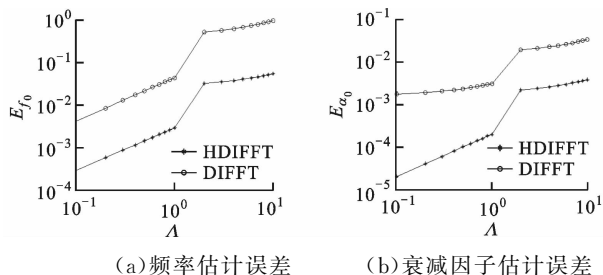


图 1 x_1 的幅值对 2 种算法估计误差的影响

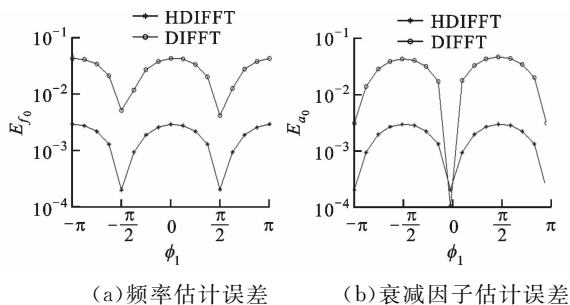


图 2 x_1 的相位对 2 种算法估计误差的影响

2.2.3 HDIFFT 对信号频率的敏感性 取 $f_0 = 137.5, A_0 = A_1 = 1, \phi_0 = \phi_1 = 0, \alpha_0 = \alpha_1 = -0.1$, 实验中,通过改变 f_1 的值来分析频率对算法性能的影响。由图 3 可见,与预期结果相同,随着 f_1 的增大,2 个频率分量的间距增大, x_1 的长程泄漏影响减弱,2 种算法的估计误差都呈现衰减的趋势,但 HDIFFT 的估计误差要远小于 DIFFT。当 f_1 大于 155.5

后,DIFFT 对 α_0 的估计误差 E_{α_0} 趋于定值,而 HDIFFT 的估计误差依然呈衰减趋势,可见其估计精度明显优于 DIFFT。

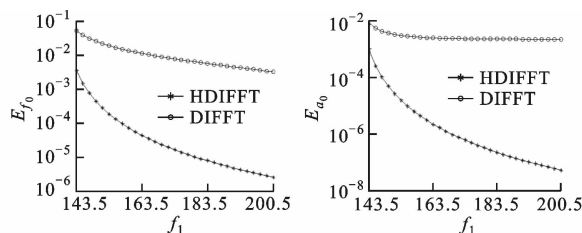


图 3 x_1 的频率对 2 种算法估计误差的影响

2.2.4 对衰减因子的敏感性 取 $f_0 = 137.5, f_1 = 143.5, A_0 = A_1 = 1, \phi_0 = \phi_1 = 0, \alpha_0 = -0.1$, 实验中,通过改变 α_1 的值分析衰减因子对算法性能的影响。由图 4 可见,2 种方法对频率的估计误差趋势相同,都随 α_1 的增大而增大,HDIFFT 的估计精度较 DIFFT 高出一个数量级,但 2 种算法对衰减因子的估计误差略有不同。DIFFT 的估计误差随 α_1 的增大而增大,而 HDIFFT 算法的估计误差先减小后增大,以 $\alpha_1 = 0$ 为中心基本对称,这与预期结果相吻合,即当 $|\alpha_1| \rightarrow 0$ 时, α_1 对估计结果的影响最小。因此,HDIFFT 对不同的衰减因子都具有较好的估计精度。

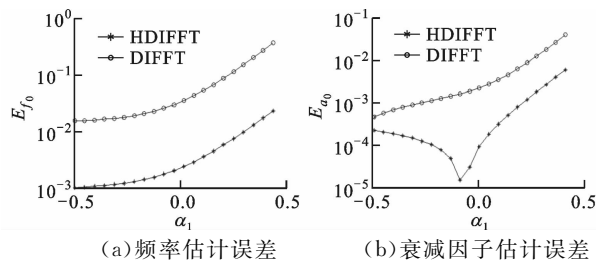


图 4 x_1 的衰减因子对 2 种算法估计误差的影响

2.3 噪声影响的分析

由于测量总是受到外部噪声的影响,因此信号待估计参数本身应视为随机变量。以频率为例,其误差均值和均方差为

$$\bar{E}_f = \frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} |\hat{f}_i - f_i| \quad (18)$$

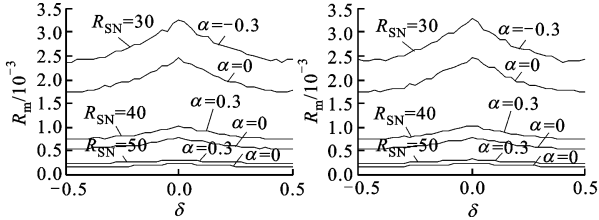
$$R_m = \left(\frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} (\hat{f}_i - f_i)^2 \right)^{1/2} \quad (19)$$

式中: $\hat{f}_i$ 为频率估计值; f_i 为频率真值; N_t 为独立实验次数,本文取为 5 000。采用式(15)来构造仿真信号,考虑单一频率的情况,此信号可表示为

$$x(n) = A \exp\left(\frac{2\pi}{N}an\right) \sin\left(\frac{2\pi}{N}fn + \phi\right) + y(n)$$

$$n = 0, \cdots, N - 1 \tag{20}$$

为了验证算法的随机性和不确定性,进行了如下实验:取信号参数 $f \in [63.5, 64.5]$, $A = 1$, $\phi = 0$, $\alpha = 0, -0.3$, $N = 256$, 噪声分别取 30 dB、40 dB 和 50 dB。由图 5 可见,即使在较高的噪声环境下,HDIFFT 依然具有较小的估计均方差,说明算法具有较高的稳定性。同时,算法的估计均方差同信噪比 R_{SN} 成反比,在相同信噪比条件下,均方差随 $|\alpha|$ 的增大而增大。

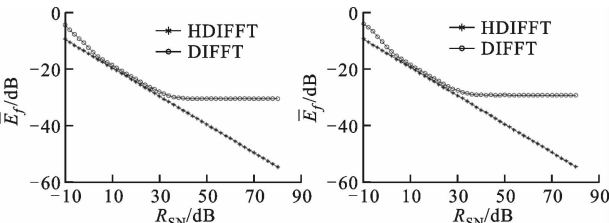


(a) 频率估计均方差 (b) 衰减因子估计均方差
图 5 信号参数估计的均方差与频率偏移量的关系

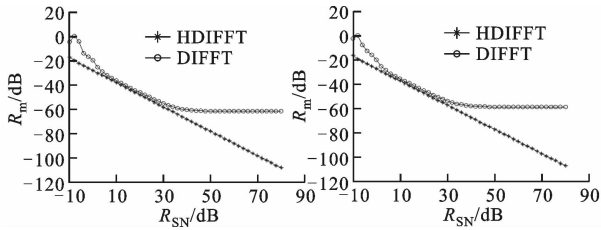
为了评估噪声对算法估计结果的影响,取 $f = 100.3$, $A = 1$, $\phi = 0$, $\alpha = -0.1$, $R_{SN} \in [-10, 80]$ dB。图 6、图 7 的纵坐标使用了对数坐标系,由图可知,HDIFFT 在整个区间的估计偏差和均方差均小于 DIFFT。特别当 R_{SN} 为 40~80 dB 时,此时噪声比较微弱,长程泄漏成为影响估计精度的主要因素,而采用 HDIFFT 获得的估计偏差则远小于 DIFFT。当 R_{SN} 小于 20 dB 时,噪声成为影响估计精度的主要因素,此时 2 种方法获得的估计结果偏差都很大,虽然偏差均值和均方差相差不大,但 HDIFFT 的估计结果仍小于 DIFFT。因此,从抑制长程泄漏和噪声影响的综合能力来看,本文提出的算法效果更好。

2.4 对谱线分辨率的敏感性分析

在离散傅里叶变换中,谱线分辨率是指频率轴上所能得到的最小频率间隔 $\Delta f = f_s / N$, f_s 为采样频率。在 f_s 不变的情况下,采样点数 N 越大,分辨率越高。为了评估谱线分辨率对算法性能的影响,取实际频率 $f = 40.2$ Hz, $A = 1$, $\phi = 0$, $\alpha = -0.1$, $f_s = 512$ 。由图 8 可知,在满足采样定理的条件下,保

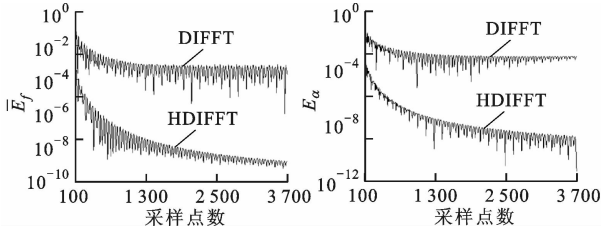


(a) 频率估计偏差均值 (b) 衰减因子估计偏差均值
图 6 噪声对信号参数估计误差均值的影响



(a) 频率估计均方差 (b) 衰减因子估计均方差
图 7 噪声对信号参数估计的均方差的影响

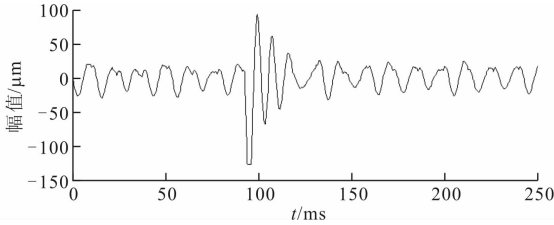
持采样频率不变,随着采样点数的增加,2 种算法的估计偏差都逐渐减小,但 HDIFFT 的估计偏差要远小于 DIFFT。此外,当采样点数大于 1 300 后,DIFFT 的估计偏差基本保持不变,而 HDIFFT 的估计偏差随采样点数的增加而减小,说明对于 HDIFFT,增加采样长度可以提高参数的估计精度。



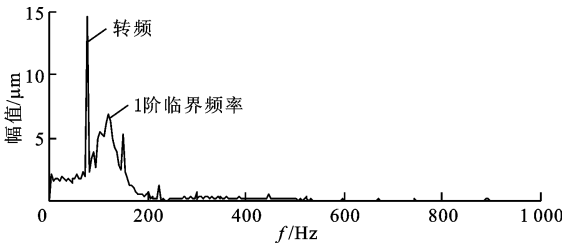
(a) 频率估计误差 (b) 衰减因子估计误差
图 8 信号参数的估计误差与采样点数的关系

3 转子实验台的冲击信号提取

通过敲击转子实验台得到实验信号,实验台的有关参数为:单跨,单圆盘转子,转速 76 r/s,采样频率 2 000 Hz,低通滤波 1 000 Hz,数据长度 512。实验信号的波形及频谱图如图 9 所示。



(a) 波形图



(b) 频谱图

图 9 实验信号的波形和频谱图

表 3 为使用 3 种方法对转子实验台的 1 阶临界

频率的提取结果。由表 3 可知,HDIFFT 提取的冲击响应频率为 116.26 Hz,与转子实验台的 1 阶临界频率 116.3 Hz^[14]基本相同,DIFFT 次之,FFT 效果最差,且 FFT 不能提取衰减因子。HDIFFT 提取的幅值和相位与理论计算结果^[14]基本吻合,特别是幅值的补偿效果最明显,计算精度要远高于 FFT,比 DIFFT 也高出很多。可见,本文提出的算法对提取冲击衰减信号具有较好的效果,能够用于对机械冲击故障特征的提取。

表 3 实验台 1 阶临界频率参数的估计结果

算法	f/Hz	$A/\mu\text{m}$	$\phi/(^{\circ})$	α
FFT	119.42	6.25	8.25	
DIFFT	117.35	12.51	4.07	-1.08
HDIFFT	116.26	15.22	5.47	-1.39

4 结 论

针对 DIFFT 对衰减信号参数估计精度低的问题,本文提出了一种加窗频域插值算法,并推导了实现过程。本文算法利用信号加窗的原理,在不增加算法复杂度的情况下,提高了参数估计的精度。该算法通过对噪声、信号参数变化的敏感性进行分析,以及实验结果表明,HDIFFT 的估计精度和稳定性均高于 DIFFT,即使在较强的噪声干扰下,HDIFFT 也具有最稳定、最好的综合性能。对实验数据的分析也表明,本文提出方法的估计精度较高,效果比较好,可以作为改进衰减信号参数估计精度的一种可选方法。

特别需要指出的是,本文提出的方法与 DIFFT 具有相同的时间复杂度,计算效率高,适合于数字信号处理器等计算能力弱的设备,以及对实时性要求较高的场合。

参考文献:

[1] TUFTS D W, KUMARESAN R. Estimation of frequencies of multiple sinusoids: making linear prediction perform like maximum likelihood [J]. Proceedings of the IEEE, 1982, 70(9): 975-989.

[2] KAY S M, MARPLE S L Jr. Spectrum analysis: a modern perspective [J]. Proceedings of the IEEE, 1981, 69(11): 1380-1419.

[3] JAIN V K, COLLINS W L, DAVIS D C. High-accuracy analog measurements via interpolated FFT [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1979, 28(2): 113-122.

[4] GRANDKE T. Interpolation algorithms for discrete Fourier transforms of weighted signals [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1983, 32(2): 350-355.

[5] AGREZ D. Weighted multipoint interpolated DFT to improve amplitude estimation of multifrequency signal [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2002, 51(2): 287-292.

[6] LIGUORI C, PAOLILLO A, PIGNOTTI A. Estimation of signal parameters in the frequency domain in the presence of harmonic interference: a comparative analysis [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2006, 55(2): 562-569.

[7] OFFELLI C, PETRI D. Interpolation techniques for real-time multifrequency waveform analysis [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1990, 39(1): 106-111.

[8] BERTOCCO M, OFFELLI C, PETRI D. Analysis of damped sinusoidal signals via a frequency-domain interpolation algorithm [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1994, 43(2): 245-250.

[9] DUDA K, MAGALAS L B, MAJEWSKI M, et al. DFT-based estimation of damped oscillation parameters in low-frequency mechanical spectroscopy [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2011, 60(11): 3608-3618.

[10] QUINN B G. Estimating frequency by interpolation using Fourier coefficients [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(5): 1264-1268.

[11] ABOUTANIOS E. Estimation of the frequency and decay factor of a decaying exponential in noise [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(2): 501-509.

[12] ABOUTANIOS E, KOPSINIS Y, RUBTSOV D. Instantaneous frequency based spectral analysis of nuclear magnetic spectroscopy data for metabolomics [C]// 2010 3rd International Congress on Image and Signal Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 3428-3432.

[13] WU R C, CHIANG C T. Analysis of the exponential signal by the interpolated DFT algorithm [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2010, 59(12): 3306-3317.

[14] 何正嘉, 訾艳阳, 孟庆丰. 机械设备非平稳信号的故障诊断原理及应用 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2001: 71-72.

(编辑 管咏梅)