

文章编号: 1001-893X(2012)09-1459-06

一种新的正弦信号频率和初相估计方法^{*}

路伟涛¹, 杨文革², 洪家财², 余金峰¹

(1. 装备学院 研究生管理大队, 北京 101416; 2. 装备学院 光电装备系, 北京 101416)

摘要:提出了一种新的正弦信号频率和初相估计方法——频谱遍历法。该方法通过改变理想正弦信号频谱峰值实现对采样信号频谱峰值的遍历。分析了噪声对信号频谱幅度的影响, 并以此给出了谱线遍历范围的选取准则。先估计频率, 采用移频操作达到了良好的频域稳定性; 再估计相位, 避免了相位测量模糊的问题。在信噪比为 6 dB、采样点数为 1 024 的情况下, 频率估计均方根误差约为 DFT 频率分辨率的 0.8%, 初相估计均方根误差约为 1.5°。Monte Carlo 仿真表明, 在达到一定信噪比或采样长度时, 该方法的频率估计精度可突破 CR 下限, 初相估计精度基本达到 CR 下限。

关键词:频率估计; 相位估计; 频谱遍历; 移频

中图分类号: TN971 **文献标志码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2012.09.009

A Novel Method for Frequency and Initial Phase Estimation of Single-tone Signals

LU Wei-tao¹, YANG Wen-ge², HONG Jia-cai², YU Jin-feng¹

(1. Graduate Students' Brigade, Academy of Equipment, Beijing 101416, China;
2. Department of Photoelectric Equipment, Academy of Equipment, Beijing 101416, China)

Abstract: A novel method for estimating the frequency and initial phase of single-tone signals is proposed, which uses a series of ideal spectrum to traverse the spectrum of sampled single-tone signal. By analysing the effect caused by noise on amplitude of signal spectrum, the rule of determining spectrum ranges for traversing is raised. The frequency is estimated firstly by adopting frequency shift to obtain good frequency stability. And then the initial phase is estimated, avoiding the problem of phase fuzzy. When $SNR = 6\text{dB}$ and sampling number $N = 1\,024$, the RMS error of frequency estimation is about 0.8% of the frequency resolution of the DFT, and the RMS error of the initial phase estimation is about 1.5°. Monte Carlo simulation results show that the RMS error of frequency estimation is lower than Cramer-Rao bound and RMS error of initial phase estimation is close to the bound under certain condition of SNR or sampled data length.

Key words: frequency estimation; phase estimation; spectrum traversing; frequency shift

1 引言

正弦信号频率、相位的估计是通信、雷达、声纳以及电子对抗等领域的一个重要问题和研究热点, 同时在连接线干涉测量 (CEI) 等高精度测量体制获

取群时延的过程中也有着重要应用。国内外学者在时域处理和频域处理中都提出了很多方法。文献 [1] 提出了线性预测频率算法在时域进行估计, 但需要较高的信噪比才能保证估计精度。随着 DSP 技术的迅速发展, 基于 DFT 的参数估计方法得到广泛研究。文献 [2-3] 提出了基于相位差校正的频率、

^{*} 收稿日期: 2012-03-13; 修回日期: 2012-05-15

基金项目: 总装试验技术研究项目 (2011SY41A7001)

Foundation Item: General Equipment Department Test Technology Project (2011SY41A7001)

相位估计方法,即将一个信号的采样序列分为两段,分别做 DFT,然后通过两段 DFT 变换序列谱线峰值处的相位差估计信号的频率和相位,避免了相位解模糊的过程,但由于栅栏效应的影响,当频率偏差为 DFT 频率分辨率一半时,DFT 频谱的主瓣内有 2 条幅度相当的谱线,在噪声的作用下该方法就会出现问题^[4]。文献[5]将采样序列分成多段,通过对各段 DFT 变换序列的谱峰相位加权得到正弦信号初相的估计,需要对相位进行解模糊,同时文章提到了频率偏差引起的噪声敏感频率区域并通过分析得到了信噪比要求,但是未能提出解决方案。Rife 算法^[6]和频域插值法^[7]利用了主瓣内的两条或多条谱线,有效解决了 DFT 栅栏效应的影响,实现了较高的估计精度,但是频率偏差较小时估计误差较大;文献[8]在指出双线幅度法(Rife 法)存在的这个问题,并提出了单线相位法,比较好地解决了上述频率偏差引起的问题,但是需要同时做两个估计然后判断选择正确的估计,算法比较复杂。本文在现有研究的基础上,结合正弦信号频谱的特点,提出了一种新的频率、相位估计方法——频谱遍历法,即在信号主瓣内不断变换频率参数值,实现对频谱峰值的搜索,仿真实验证明该方法在低信噪比时估计性能与文献[3]相当,在高信噪比或者采样序列较长时频率估计可以突破 CR 限,相位估计充分接近 CR 限。

2 频谱遍历法估计频率和相位原理

假定信号模型为

$$s(n) = \sin(2\pi f_0 n t_s + \phi_0), n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中, f_0 为信号频率, N 为采样点数, t_s 为采样周期, ϕ_0 为初始相位。先进行希尔伯特变换,变成复信号为

$$s(n) = \exp(j(2\pi f_0 n t_s + \phi_0)), n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

进行 N 点 DFT 变换得到

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \exp(-j \frac{2\pi n k}{N}) = \exp(j(\phi_0 - (N-1)v_k \frac{t_s}{2})) \cdot \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} \exp(-j n v_k t_s) \quad (3)$$

经过化简整理可以得到

$$S(k) = \exp(j(\phi_0 - (N-1)v_k \frac{t_s}{2})) \frac{\sin(Nv_k t_s/2)}{\sin(v_k t_s/2)} = A_k \exp(j(\phi_0 - (N-1)v_k \frac{t_s}{2})) \quad (4)$$

式中, $v_k = 2\pi k/T - 2\pi f_0$, $T = N t_s$, A_k 为信号的幅度谱。

由幅度谱 A_k 的最大值可以粗测信号的频率 $\hat{f}_0 = k_0 \Delta f$, $k_0 = [f_0 T]$ ($[x]$ 表示取距离 x 最近的整数), $\Delta f = 1/T$ 。由于 DFT 栅栏效应的存在, $\hat{f}_0$ 与真实频率 f_0 相差半个 DFT 的谱线间隔 Δf , 即 $f_0 = \hat{f}_0 + \delta \Delta f = (k_0 + \delta) \Delta f$, $|\delta| \leq 0.5$ 。

由于 DFT 有处理增益^[3], 信号的幅度谱 A_k 在峰值附近受噪声影响比较小。已知正弦信号频谱的理想形式如式(5)所示:

$$G_{k,m} = \frac{\sin(Nv_{k,m} t_s/2)}{\sin(v_{k,m} t_s/2)} \quad (5)$$

式中, $v_{k,m} = \frac{2\pi k}{T} - 2\pi f = 2\pi(k-m)\Delta f$, k 为信号频谱峰值附近的谱线序号, $f = m\Delta f$ 为 $G_{k,m}$ 的真实谱峰。

那么,以信号 DFT 变换的峰值谱线序号 k_0 为中心,以 ± 0.5 为边界,在频谱主瓣附近按一定的分辨率对 m 进行遍历,如 $m \in (k_0 - 0.5 : \Delta m : k_0 + 0.5)$, $\Delta m = 0.01$,使得下式

$$\xi(m) = \sum_k |A_k - G_{k,m}| \quad (6)$$

达到最小。假设此时 $m = M$,那么可以估计出信号的真实频率和相位:

$$f_0 = M \Delta f, \phi_0 = \phi_1 - \delta \pi \quad (7)$$

式中, $\phi_1 = \arg(\text{Sig}(k_0))$ 为 DFT 频谱峰值 k_0 处的相位, $\delta = M - k_0$ 为相对频率偏差的估计。

3 几个问题的讨论

3.1 谱线遍历范围的确定

进行遍历计算的谱线应该避免选择离峰值谱线较远的谱线,因为这些谱线幅度比较小,易于受到噪声的影响;应该尽量保持峰值谱线处于所选谱线遍历范围的中心,保持一定的对称性。设高斯白噪声下的接收信号模型为

$$r(n) = s(n) + z(n) \quad (8)$$

式中, $z(n)$ 为复白噪声,均值为 0,功率(方差)为 $\sigma_z^2 = 10^{-SNR/10}$, SNR 为信噪比。对 $r(n)$ 做 DFT 变换:

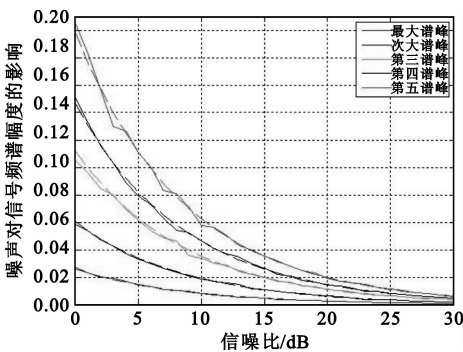
$$R(k) = A_k e^{j\varphi_k} + Z_k e^{j\varphi_z} = R_k e^{j\varphi_{Rk}} \quad (9)$$

式中, A_k 为信号频谱的幅值, Z_k 为噪声 DFT 变换的幅值。考虑到 DFT 变换的处理增益比较大,在信号主峰附近均可认为 $|R_k|$ 服从正态分布,而不仅限于主峰处^[9],即:

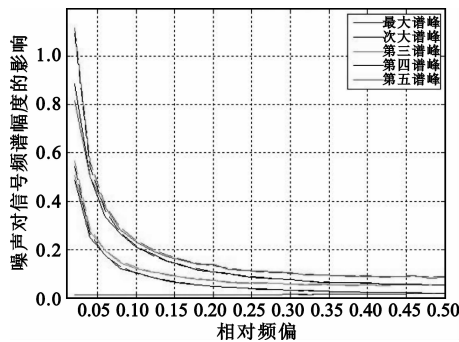
$$E(|R_k|) = A_k, \text{var}(|R_k|) = \frac{N}{2} \sigma_z^2 \quad (10)$$

$$r = \frac{\text{RMS}(|R_k|)}{|R_k|} = \sqrt{\frac{N}{2}} \frac{\sigma_z}{A_k} \tag{11}$$

现在将理论分析和 Monte Carlo 仿真(500 次)结果对比以验证式(11)的正确性,即选取主峰附近的 5 条谱线,计算 DFT 变换后噪声的均方误差对信号频谱幅度的影响。如图 1 所示,实线为 Monte Carlo 仿真结果,虚线为理论计算结果。



(a)不同信噪比(相对频率偏差 0.3, $N = 1\ 024$)



(b)不同相对频偏($SNR = 5\text{ dB}$, $N = 1\ 024$)

图 1 噪声对频谱幅度的影响
Fig.1 The impact of noise on spectrum

由图 1(a)可以看到,理论值和 Monte Carlo 仿真结果在各谱线处均能较好地吻合;低信噪比($SNR \leq 5\text{ dB}$)时理论值和 Monte Carlo 仿真结果在第三、四、五谱峰处稍有差别,但是随着信噪比的提高,两种结果趋于重合,说明上述理论分析是正确的。

考虑到栅栏效应会使频谱中各个谱线幅度发生变换,考察相对频率偏差 δ 不同时噪声对各个谱线的影响,如图 1(b)所示, $\delta < 0.25$ 时,离谱峰越远的谱线噪声的影响就越大,特别是 δ 趋于 0 时,噪声引起的幅度变化是信号频谱幅度的 1 倍以上,这是由信号频谱特点决定的。随着 δ 的增加,噪声的影响逐渐减小,当 $\delta > 0.25$ 时, δ 的影响趋于平稳。在实际处理中,接收信号的信噪比一般变化不大,因此可

以通过峰值和次峰值谱线的幅度比 r 进行设定,如表 1 所示。

表 1 无噪声存在时 r 随着 δ 的变化

Table 1 r changing with δ without noise

δ	r
0.0	0.00
0.1	0.11
0.2	0.25
0.3	0.43
0.4	0.67
0.5	1.00

当 $r \leq 0.25$ 时,选择以主峰为中心的 3 条谱线;当 $0.25 < r < 0.8$ 时,选择以主峰为中心的 5 条谱线; $r \geq 0.8$ 时,主峰和次峰幅值非常接近,选择以这两条谱线为中心的 4 条谱线。

3.2 DFT 变换的噪声敏感频率区域处理

δ 接近或达到 ± 0.5 为 DFT 变换的噪声敏感频率区域,此时频率、相位的估计容易出现问题,原因是 DFT 频谱中主峰和次峰的幅度比较接近,最大谱线的位置可能选择错误。同时基于次大峰值和第三峰值判断频率偏差的符号也可能出现问题^[5]。通过第二节频率、相位估计原理可以发现,峰值谱线位置是否正确并不影响频率的正确估计,而只会影响 ϕ_1 的求取,进而影响信号相位的估计。可以按照如下步骤解决这一问题:

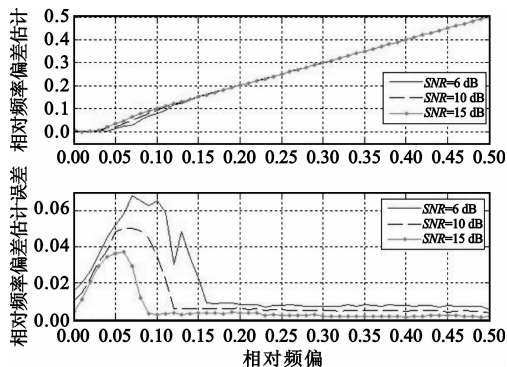
- (1)求出 DFT 频谱中的峰值谱线和次峰值谱线序号 $\max k_1$ 和 $\max k_2$,并始终使得 $\max k_1 < \max k_2$,即如果 $\max k_1 > \max k_2$,那么交换两个数的值,这个操作让最大谱线默认在 $\max k_1$ 上;
- (2)设定参与拟合的谱线范围,进行公式(5)的操作,估计出频率 $\hat{f}_0$ 和频率偏差 $\hat{\delta}$;
- (3)判断频率偏差 $\hat{\delta}$ 的符号,如果 $\hat{\delta} > 0$,那么实际的峰值谱线就在 $\max k_1$, $\phi_1 = \arg(S(\max k_1))$,否则峰值谱线在 $\max k_2$, $\phi_1 = \arg(S(\max k_2))$;
- (4)由求取的 ϕ_1 和频率偏差的估计 $\hat{\delta}$ 按照公式(6)得到信号相位的估计 $\hat{\phi}_0$ 。

4 仿真实验

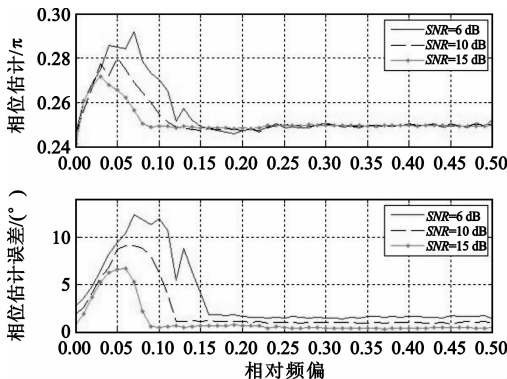
采用单频率复正弦信号叠加高斯白噪声对本文提出的频谱遍历法进行了 Monte Carlo 仿真(200 次)。设采样率 $f_s = 256\text{ MHz}$,采样点数为 N ,则 DFT 的分辨率 $\Delta f = f_s/N$, $k_0 = 120$,分别考察相对频率偏差 δ 、初始相位 ϕ_0 、信噪比 SNR 的影响。

4.1 相对频率偏差 δ 的影响及改进

由图 2 可以看出,遍历法在相对频偏 δ 较大时估计性能比较好,其中 $SNR = 6\text{ dB}$ 、 $\delta \geq 0.16$ 时相对频偏估计约为 $0.008\Delta f$,相位估计达到 1.5° 左右; $SNR = 10\text{ dB}$ 、 $\delta \geq 0.12$ 时相对频偏估计约为 $0.005\Delta f$,相位估计达到 1° 左右; $SNR = 15\text{ dB}$ 、 $\delta \geq 0.1$ 时相对频偏估计约为 $0.002\Delta f$,相位估计达到 0.5° 左右。所以,应对相对频率偏差较小(这里取阈值 $\delta = 0.2$)的情况进行改进。



(a) 频率估计性能 ($N = 1\ 024$)

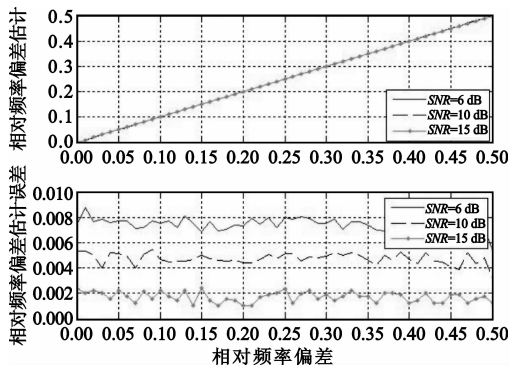


(b) 相位估计性能 ($N = 1\ 024$)

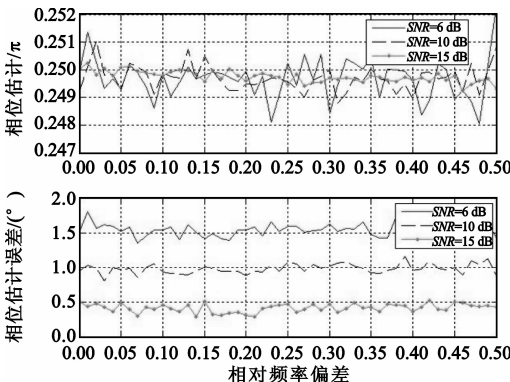
图 2 相对频率偏差不同时频谱遍历法的估计性能
Fig.2 Performance of traversing spectrum method vs. δ

一种简单可行的方法就是在相对频偏较小时对原信号进行移频操作^[10],移频量 $f = 0.2\Delta f$ (相对频偏为负时 $f = -0.2\Delta f$),使得信号的相对频偏 $\delta \in (0.2, 0.5)$,待估计出频率后减去相应的移频量即可得到信号的频率估计,同时移频操作不会产生额外的相位,即不会影响相位的估计值。考虑到前文关于拟合谱线范围的选取和主、次峰幅度比值的分析,可以采用主、次峰幅度比值 r 进行判断,即:当 $r \leq 0.25$ 时,先进行移频操作后再采用频谱遍历法估

计,并根据移频结果修正估计值;否则直接采用遍历法进行估计,仿真结果如图 3 所示。



(a) 频率估计性能 ($N = 1\ 024$)



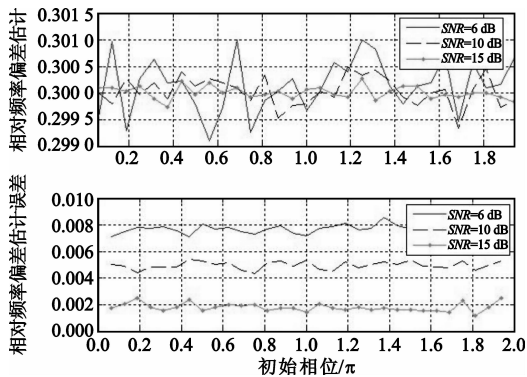
(b) 相位估计性能 ($N = 1\ 024$)

图 3 改进后相对频偏对频谱遍历法估计性能的影响
Fig.3 Performance of improved traversing spectrum method vs. δ

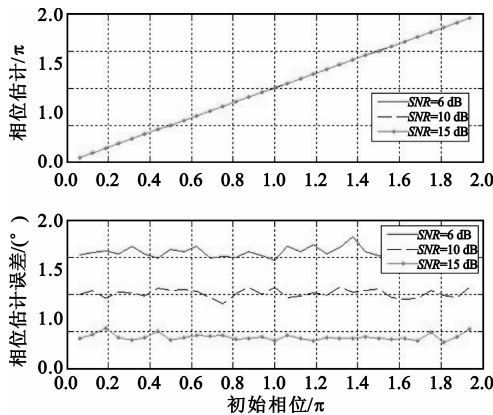
由图 3 可以看出,进行移频操作改善后,频谱遍历法可以在频率范围 $[k_0, k_0 + 0.5]\Delta f$ 内达到较好的估计性能,也即可以实现全频率范围内 ($[k_0 - 0.5, k_0 + 0.5]\Delta f$) 的频率、相位估计。

4.2 初始相位 ϕ_0 的影响

这里考察初始相位 ϕ_0 不同时,频谱遍历法的频率、相位估计性能,这里 $\phi_0 \in (0, 2\pi)$ 。结果如图 4 所示。由图 4 可以看出,对于 $\phi_0 \in (0, 2\pi)$ 的所有取值,频谱遍历法的频率估计性能均比较好,在 SNR 等于 6 dB 、 10 dB 、 15 dB 时,相对频偏的估计误差分别为 $0.008\Delta f$ 、 $0.005\Delta f$ 和 $0.002\Delta f$ 左右;相位估计在 ϕ_0 接近取值区间端点时,即 $\phi_0 \rightarrow 0$ or 2π 时,估计性能剧烈变差,这是算法的一个缺陷,也是相位估计中的一个普遍问题;在 ϕ_0 的其他取值时,相位估计性能较好,在 SNR 等于 6 dB 、 10 dB 、 15 dB 时,相位的估计误差分别为 1.5° 、 1° 和 0.5° 左右。



(a) 频率估计性能 ($\delta = 0.3, N = 1\ 024$)



(b) 相位估计性能 ($\delta = 0.3, N = 1\ 024$)

图 4 初始相位对频谱遍历法估计性能的影响
Fig.4 Impact of initial phase on performance of traversing spectrum method

4.3 信噪比的影响

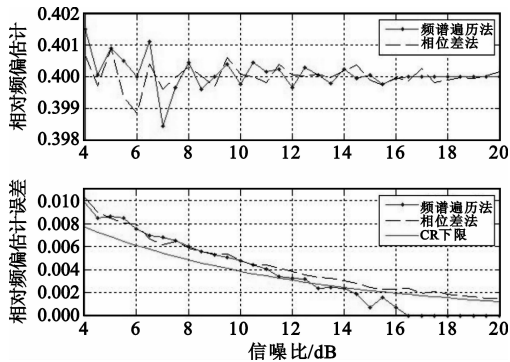
由 4.1 节、4.2 节的仿真基本验证了频谱遍历法的可行性和较好的估计性能。这里再考察信噪比的影响,并与相位差法^[3]、克拉美-罗界(CR)相对比,其中克拉美-罗界如式(12)所示^[11]:

$$\sigma_{\delta} = \sqrt{\frac{3N}{2\pi^2(N^2 - 1)SNR}}, \sigma_{\varphi} = \frac{1}{\sqrt{2N \cdot SNR}} \quad (\text{rad}) \quad (12)$$

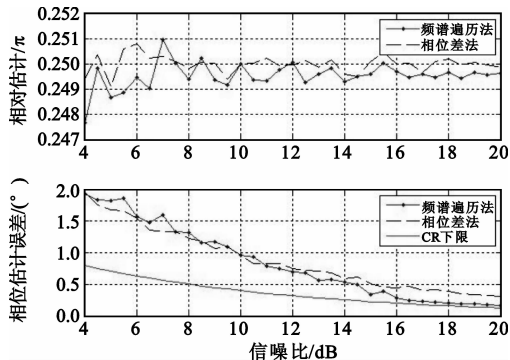
仿真中取 $\delta = 0.2, \phi_0 = \frac{\pi}{4}$, 采样点数 $N = 1\ 024$, 其他参数不变。仿真结果如图 5 所示(蒙特卡洛仿真 200 次)。

由图 5 可以看出,在 $SNR \leq 10\text{ dB}$ 时,频谱遍历法与相位差法的估计性能基本一致;在 $SNR > 10\text{ dB}$ 时,频谱遍历法的估计性能明显优于相位差法,并且在 $SNR > 14\text{ dB}$ 时频谱遍历法的频率估计精度好于 CR 下限,相位估计精度也与 CR 下限几乎重合。频

率估计精度好于 CR 下限一是由于频谱遍历法在谱峰确定的范围内以很高的分辨率($\Delta m = 0.01$ 甚至更低)去遍历搜索真实谱峰,不同于一般的估计算法;二是在 $SNR > 14\text{ dB}, N = 1\ 024$ 时,主峰附近的 5 条谱线受噪声的影响较小(噪声引起的幅度变化的均方误差占频谱幅度最大为 0.035,最小为 0.005),基本接近于理想的频谱函数。基于以上两点原因,频谱遍历法在信噪比较高和采样序列较长时,频率估计性能非常好。而相位的估计精度由于受到 DFT 谱峰相位求取精度的影响,只能充分接近或达到 CR 下限。



(a) 频率估计性能 ($N = 1\ 024$, 相对频偏 = 0.4, 初始相位 = $\pi/4$)



(b) 相位估计性能 ($N = 1\ 024$, 相对频偏 = 0.4, 初始相位 = $\pi/4$)

图 5 信噪比对频谱遍历法估计性能的影响
Fig.5 Impact of SNR on performance of traversing spectrum method

5 结 论

本文提出了一种新的正弦信号频率和初相估计方法——频谱遍历法。该方法通过以一定的步长改变理想正弦信号频谱峰值实现对采样信号频谱峰值的遍历,从而实现频率和相位的估计。文章在分析噪声对信号频谱幅度影响的基础上给出了谱线遍历范围的选取准则。在具体实现中,先估计频率后估计初相。通过移频的方法避免了相对频偏较小时估

计误差偏大的问题;再由 DFT 峰值相位和频率估计值估计初始相位,避免了相位解模糊的问题。在信噪比为 6 dB、采样点数为 1 024 的情况下,频率估计均方根误差约为 DFT 频率分辨率的 0.8%,初相估计均方根误差约为 1.5°,性能稍微优于文献[3]中的算法。Monte Carlo 仿真表明在达到一定信噪比或采样长度时该方法的频率估计精度可突破 CR 下限,初相估计精度基本达到 CR 下限。

参考文献:

- [1] Tretter S A. Estimating the Frequency of a Noisy Sinusoid by Linear Regression [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1985, 31(6):832 – 835.
- [2] 谢明,张晓飞,丁康. 频谱分析中用于相位和频率校正的相位差校正法[J]. 振动工程学报,1999,12(4):454 – 459.
XIE Ming, ZHANG Xiao-fei, DING Kang. A Phase Difference Correction Method for Phase and Frequency Correction in Spectral Analysis[J]. Journal of Vibration Engineering, 1999, 12(4):454 – 459. (in Chinese)
- [3] 齐国清,贾欣乐. 基于 DFT 相位的正弦波频率和初相的高精度估计方法[J]. 电子学报,2001,29(9):1164 – 1167.
QI Guo-qing, JIA Xin-le. High-Accuracy Frequency and Phase Estimation of Single-Tone Based on Phase of DFT[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(9):1164 – 1167. (in Chinese)
- [4] 齐国清,贾欣乐. 插值 FFT 估计正弦信号频率的精度分析[J]. 电子学报,2004, 32(4):625 – 629.
QI Guo-qing, JIA Xin-le. Accuracy Analysis of Frequency Estimation of Sinusoid Based on Interpolated FFT[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(4):625 – 629. (in Chinese)
- [5] 李炯,王岩飞. DFT 相位估计算法及噪声敏感频率问题分析[J]. 电子与信息学报,2009,3(9):2099 – 2103.
LI Jiong, WANG Yan-fei. DFT Phase Estimation Algorithm and Noise Sensitive Frequency Region[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 3(9):2099 – 2103. (in Chinese)
- [6] Rife D C, Vincent G A. Use of discrete Fourier transform in the measurement of frequencies and levels of tones[J]. Bell System Technique Journal, 1970, 49(2):197 – 228.
- [7] Agrez D. Improving Phase Estimation with Leakage Minimization [C]//Proceedings of 2004 Instrumentation and Measurement Technology Conference. Como, Italy:IEEE, 2004:162 – 167.
- [8] 刘渝. 快速高精度正弦波频率估计综合算法[J]. 电子学报,1999,27(6):126 – 128.
LIU Yu. A Fast and Accurate Single Frequency Estimator Synthetic Approach[J]. Acta Electronica Sinica, 1999, 27(6):126 – 128. (in Chinese)
- [9] 齐国清. FMCW 液位测量雷达系统设计及高精度测距原理研究[D]. 大连:大连海事大学,2001.
QI Guo-qing. High Precision FMCW Level Radar System De-

sign and Principle [D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2001. (in Chinese)

- [10] 马召红,刘茂国. 利用数控移相器实现连续移频技术研究[J]. 装备指挥技术学院学报,2005,16(4):95 – 98.
MA Zhao-hong, LIU Mao-guo. Study on the Technology of the Continuous Frequency Shift Using Digital Phase Shifter [J]. Journal of the Academy of Equipment Command & Technology, 2005, 16(4):95 – 98. (in Chinese)
- [11] Rife D C, Boorstyn R R. Single-Tone Parameter Estimation from Discrete-Time Observations[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1974, 20(5):591 – 598.

作者简介:

路伟涛(1985—),男,河南西华人,2008 年于北京大学获学士学位,现为博士研究生,主要研究方向为航天测控、干涉测量技术;

LU Wei-tao was born in Xihua, Henan Province, in 1985. He received the B. S. degree from Peking University in 2008. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research interests include TT&C, interferometry technology.

Email: lwteecsphu@1261. com

杨文革(1966—),男,江西金溪人,1994 年于国防科技大学获学士学位,1997 年于北京航空航天大学获硕士学位,2000 年于北京理工大学获博士学位,现为教授、博士生导师,主要研究方向为航天测量与控制、雷达信号处理;

YANG Wen-ge was born in Jinxi, Jiangxi Province, in 1966. He received the B. S. degree from National University of Defense Technology, the M. S. degree from Beijing University of Aeronautics and Astronautics and the Ph. D. degree from Beijing Institute of Technology in 1994, 1997 and 2000, respectively. He is now a professor and also the Ph. D. supervisor. His research concerns TT&C and radar signal processing.

洪家财(1967—),男,安徽人,1989 年于国防科技大学获学士学位,分别于 1996 年、2002 年获北京航空航天大学硕士学位和博士学位,现为副教授、硕士生导师,主要研究方向为航天测控技术、干涉测量技术等;

HONG Jia-cai was born in Anhui Province, in 1967. He received the B. S. degree from National University of Defense Technology, the M. S. degree and the Ph. D. degree from Beijing University of Aeronautics and Astronautics in 1989, 1996 and 2002, respectively. He is now an associate professor and also the instructor of graduate students. His research concerns TT&C and interferometry technology.

余金峰(1969—),男,河南唐河人,2001 年于国防科技大学获工程硕士学位,现为博士研究生,主要研究方向为航天器测量与控制。

YU Jin-feng was born in Tanghe, Henan Province, in 1969. He received the M. S. degree from National University of Defense Technology in 2001. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns spacecraft TT&C.