

文章编号:1004-9037(2012)01-0000-00

一种频率估计的倍频等长信号加权融合算法

肖 玮¹ 涂亚庆¹ 刘良兵¹ 莫正军¹ 何 丽²

(1. 后勤工程学院后勤信息工程系, 重庆, 401311; 2. 陆军预备役高射炮兵师军需科, 重庆, 400041)

摘要:提出一种新型加权融合算法。首先,根据倍频等长信号间频率的倍数生成倍频修正矩阵,对倍频等长信号频谱进行同频化处理,使之达到同频等长信号频谱的分析效果。然后,针对倍频等长信号的相位不连续问题,设计具有相位连续特性和噪声对消特性的相位补偿矩阵,对同频化的倍频等长信号频谱进行加权融合,使之近似达到与倍频等长信号长度相同的相位连续信号频谱的分析效果。最后,通过谱峰搜索加权融合频谱获得高精度的频率估计值。算法分析与仿真实验表明:与现有方法相比,本算法精度较高,计算量较小,抗噪性强,普适性好。

关键词:信号处理;频率估计;加权融合;倍频等长信号;噪声对消

中图分类号:TN957

文献标识码:A

Weighted Fusion Algorithm for Frequency Estimation of Multi-sinusoids with the Known Frequency-Ratio and the Same Length

Xiao Wei¹, Tu Yaqing¹, Lui Liangbing¹, Mo Zhengjun¹, He Li²

(1. Department of Information Engineering, Logistical Engineering University, Chongqing 401311, China;

2. Army reserve duty anti-aircraft fire artillery division, Chongqing 400041, China)

Abstract: A new weight-fusion algorithm was proposed for frequency estimation of multi-sinusoids with the known frequency-ratio and the same length (Multi-Sinusoids-KFRSL), due to its significant research value and disadvantages of its present frequency estimation methods. According to the known frequency-ratio, the frequency-ratio amend matrix is given, in order to make spectrums of the Multi-Sinusoids-KFRSL as the same as those of multi-sinusoids with the same frequency and length. For the phase-incoherent problem of the Multi-sinusoids-KFRSL, the phase compensating matrix is created to make phase coherent and noise eliminate. Next, spectrums of the Multi-Sinusoids-KFRSL are weight-fused by the phase compensating matrix to turn almost the same as the spectrum of the phase-coherent sinusoid signal, which is as the same length as the Multi-Sinusoids-KFRSL. Consequently, precise frequency estimation can be obtained through spectral peak searching of the weight-fusion spectrum. Algorithm analyses and simulation results show that, compared with the present methods, the proposed algorithm works better in term of precision, calculation, noise immunity, significant theoretical and practical value.

Key words: signal processing; frequency estimation; weighted fusion; multi-sinusoids with the known frequency-ratio and the same length (Multi-Sinusoids-KFRSL); noise cancellation

引 言

多段采样信号是一种常见的信号类型,易于获

取,具有数倍于单段信号的信息量,对多段采样信号进行信息融合是提高信号处理精度的有效途径之一^[1-3],广泛应用于故障诊断^[4]、图像处理^[5]、非线性估计^[6]、弱信号检测^[7]等诸多领域。倍频等长

信号(文献[8]称其为“分频等长信号”)是一类特殊的多段采样信号,是同频等长信号^[3]的推广形式,具有局部“平稳”与全局“非平稳”二重特性:一方面,它是一种局部“平稳”信号,由多段具有特定频率倍数关系的等长正弦采样信号构成,包含同频等长信号所不具备的局部频域特征,有助于改善频率估计精度;另一方面,它是一种全局“非平稳”信号,近似于跳频信号^[9],基于各段信号间频率的倍数关系,其频率估计过程的复杂度将类似于平稳信号,比其他非平稳信号处理计算量小。“倍频等长信号”的提出,将多段采样信号信息融合处理从简单的同频重复测量(即同频等长信号)扩展到更具一般性的非同频测量(即倍频等长信号),同时将处理对象从平稳信号扩展到非平稳信号,可应用于频率估计、跳频信号参数估计和 VCO (Voltage controlled oscillator)非线性度校正等诸多领域。

目前适用于倍频等长信号的频率估计方法主要有:(1)多段分频等长融合算法^[8](以下简称“分频融合算法”);(2)时频分布方法,如 WVD^[10](Wigner Ville distributing)等。前者兼顾倍频等长信号的局部“平稳”与全局“非平稳”二重特性,利用各段信号间频率的倍数关系对多段信号进行融合处理,精度较高,但计算量过大,实时性欠佳;后者仅注重其非平稳性,而忽略了其平稳性,没有充分挖掘倍频等长信号的内在特性,当信噪比较低,信号长度较短时,精度较低。本文针对现有倍频等长信号频率估计方法的不足,提出一种新型的加权融合算法。

1 算法原理

本文算法的基本思想如图 1 所示。首先,根据信号频率的倍数关系生成倍频修正矩阵,对倍频等长信号频谱进行同频化处理,使其达到同频等长信号的频谱分析效果。然后,构造具有相位连续化特性和噪声对消特性的相位补偿矩阵,对同频化处理后的频谱进行加权融合,使其基本达到相位连续信号的频谱分析效果。最后,通过谱峰搜索加权融合后的频谱获得高精度频率估计值。

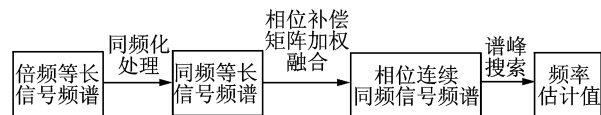


图 1 算法基本思想

1.1 信号模型及同频化处理

根据文献[8]中的定义,倍频等长信号 x 由 M 段具有已知频率倍数关系、采样点数均为 N_0 的正弦信号构成, x_m 表示 x 中第 m 段信号

$$x_m(n) = \cos\{\theta(m) + 2\pi n[p(m)f_0]/f_s\} \quad (1)$$

式中: $m \in [1, M]$, $n \in [1, N_0]$, $p(m)$ 表示 x_m 与 x 间频率的倍数关系。当 $p(m) = 1$ 时, x 为同频等长信号。

工程应用中,易知待估频率 f_0 的大致取值范围 $f_{\text{scope}} = [f_{\min}, f_{\max}]$ 。将 f_{scope} 线性等分,分别构成一个长度为 I 的序列 f_I 和一个长度为 J 的序列 f_J 。 $f_I(i)$ 表示 f_I 中第 i 个元素, $i \in [1, I]$; $f_J(j)$ 表示 f_J 中第 j 个元素, $j \in [1, J]$, $f_I(i_j)$ 表示 f_I 中最接近 $f_J(j)$ 的元素, $i_j \in [1, I]$ 。

由于 x 中各段信号频率不等,因此计算 x_m 在 $f_I(i)$ 处的 DTFT (Discrete time Fourier transform) 无意义,为此设计倍频修正矩阵 f_B 对 x_m 的频谱进行同频化处理^[8],克服 x 中各段信号频率不等对频谱分析的影响,使其达到同频等长信号频谱^[3]的分析效果(证明过程见性质 1)。由于实信号的频谱为共轭对称,剔除负频率部分不会造成任何信息损失,也不会带来虚假信息^[11],故在本文的讨论中,均只考虑频谱的正频率部分。

性质 1 (同频化处理)

$f_B(m, i)$ 表示倍频修正矩阵 f_B 中第 (m, i) 处的元素

$$f_B(m, i) = f_I(i) + [p(m) - 1]\hat{f}_0 \quad (2)$$

计算 x_m 在频率点 $f_B(m, i)$ 的 DTFT,记其正频率频谱部分为 $X_m[f_B(m, i)]$,称上述过程为“同频化处理”过程,称 $X_m[f_B(m, i)]$ 为 x_m 的同频化频谱。则 $X_m[f_B(m, i)]$ 能够消除 $p(m)$ 对频谱的影响,达到同频等长信号的频谱分析效果。其中, \hat{f}_0 为待估频率 f_0 的初始估计值。

证明:因为

$$\begin{aligned} X_m[f_B(m, i)] &= 0.5 \sum_{n=1}^{N_0} e^{j(\theta(m) + 2\pi n[p(m)f_0]/f_s)} \\ & e^{-j2\pi n f_B(m, i)/f_s} = \\ & 0.5 \sum_{n=1}^{N_0} e^{j(\theta(m) + 2\pi n[p(m)f_0 - f_I(i) - p(m)\hat{f}_0 + \hat{f}_0]/f_s)} \approx \\ & 0.5 \sum_{n=1}^{N_0} e^{j(\theta(m) + 2\pi n[p(m)f_0 - f_I(i) - p(m)f_0 + f_0]/f_s)} = \\ & \frac{\sin[N_0 g_0(i)]}{2\text{sing}_0(i)} e^{j\theta(m)} \end{aligned} \quad (3)$$

即完成同频化处理, $X_m[f_B(m, i)]$ 中不包含 $p(m)$, 已经消除 $p(m)$ 对频谱的影响, 达到同频等长信号频谱的分析效果。其中, $g_0(i) = \pi[f_0 - f_I(i)]/f_s$ 。

不失一般性, 考虑随机噪声 $w(n)$ 对 x_m 的影响, $\theta_z(m, i)$ 表示被噪声污染后 $X_m[f_B(m, i)]$ 的相位特性, 由式(4)计算

$$\theta_z(m, i) = \text{angle}\{X_m[f_B(m, i)] + W[f_I(i)]\} \quad (4)$$

其中, $\text{angle}(t)$ 表示计算复数 t 相位的函数, $W[f_I(i)]$ 表示随机噪声 $w(n)$ 对 $X_m[f_B(m, i)]$ 的影响, $f_I(i_0)$ 表示 f_0 的一个估计值, 即 $f_I(i_0) \approx f_0$, 因此有 $\theta_z(m, i_0) \approx \theta(m)$, 故可以用 $\theta_z(m, i_0)$ 代替式(3)中的 $\theta(m)$ 。它是一段与 x 采样点数相同的相位连续信号

$$s(n_s) = \cos[\theta(1) + 2\pi f_0 n_s / f_s], n_s \in [1, N] \quad (5)$$

将平分为 M 段采样点数均为 N_0 的相位连续信号, 则在频率点 $f_I(i)$ 的 DTFT 表示为 $S[f_I(i)]$

$$S[f_I(i)] = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_0} 0.5 e^{j[\theta(1) + 2g_0(i)[(m-1)N_0 + n]]} = \sum_{m=1}^M \frac{\sin[N_0 g_0(i)]}{2\text{sing}_0(i)} e^{j[\theta(1) + g_0(i)[(2m-1)N_0 + 1]]} \quad (6)$$

1.2 相位补偿矩阵加权融合

由于 x 中任意相邻段信号的相位一般不连续^[8], 因此同频化处理后, 仍不能将 x 看成一段与相同的相位连续信号来分析。又因为 x_m 的持续时间较短, 导致主瓣较宽、频谱泄漏严重、抗噪性较差、频谱分析精度低。为此, 本文构造相位补偿矩阵 A 对 $X_m[f_B(m, i)]$ 进行加权融合, 使其基本达到与 x 总长度相同的相位连续信号频谱 $S[f_I(i)]$ 的分析效果(证明过程见性质2)。由于 A 具有相位连续化特性和噪声对消特性(证明过程见性质3), 因此 A 对 $X_m[f_B(m, i)]$ 进行加权融合的同时, 能够实现噪声对消, 提高频谱分析精度。

相位补偿矩阵 A 的构造过程: s_j 为一段相位连续信号

$$s_j(n_s) = \cos[\theta_z(1, i_j) + 2\pi f_J(j) n_s / f_s], n_s \in [1, N] \quad (7)$$

将 s_j 平分为 M 段采样点数为 N_0 的相位连续信号, 记 s_j 在频率点 $f_I(i)$ 的 DTFT 为

$$S_j[f_I(i)], S_j[f_I(i)] = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_0} 0.5 e^{j[\theta_z(1, i_j) + 2g_j(i)[(m-1)N_0 + n]]} =$$

$$\sum \frac{\sin[N_0 g_j(i)]}{2\text{sing}_j(i)} m_1 \quad (8)$$

其中, $g_j(i) = \pi[f_J(j) - f_I(i)]/f_0$ 。

y_j 为倍频等长信号, 由 M 段频率分别为 $[p(m)f_J(j)]$ 的正弦采样信号构成, y_{mj} 表示 y_j 中第 m 段信号

$$y_{mj}(n) = \cos\{\theta_z(m, i_j) + 2\pi n[p(m)f_J(j)]/f_s\} \quad (9)$$

记 y_{mj} 的同频化频谱为 $Y_{mj}[f_B(m, i)]$

$$Y_{mj}[f_B(m, i)] = 0.5 \sum_{n=1}^{N_0} e^{j[\theta_z(m, i_j) + 2\pi n[p(m)f_J(j)]/f_s]} e^{-j2\pi n f_B(m, i)/f_s} = \frac{\sin[N_0 g_j(i)]}{2\text{sing}_j(i)} e^{j\theta_z(m, i_j)} \quad (10)$$

构造相位补偿矩阵 A 对同频化频谱 $Y_{mj}[f_B(m, i)]$ 进行加权融合后记为 $Y'_j[f_B(m, i)]$

$$Y'_j[f_B(m, i)] = \sum_{m=1}^M \{e^{-jA(m, i, j)} Y_{mj}[f_B(m, i)]\} = \sum_{m=1}^M \frac{\sin[N_0 g_j(i)]}{2\text{sing}_j(i)} e^{j[\theta_z(m, i_j) - A(m, i, j)]} \quad (11)$$

其中, $A(m, i, j)$ 表示相位补偿矩阵 A 中第 (m, i, j) 处的元素。

欲使 $Y'_j[f_B(m, i)]$ 达到与 y_j 采样点数相同的相位连续信号频谱 $S_j[f_I(i)]$ 的分析效果, 必有下式成立

$$Y'_j[f_B(m, i)] = S_j[f_I(i)] \quad (12)$$

据式(12)即可生成相位补偿矩阵 A , 其计算如式(13)所示

$$A(m, i, j) = \theta_z(m, i_j) - \theta_z(1, i_j) - g_j(i)[(2m-1)N_0 + 1] \quad (13)$$

性质2 相位补偿矩阵的相位连续化特性

序列 f_J 中必存在一元素 $f_J(j_0)$, 其在相位补偿矩阵 A 中的对应值 $A(m, i, j_0)$ 对 $X_m[f_B(m, i)]$ 进行加权融合后, 必有下式成立

$$X'_{j_0}[f_B(m, i)] = \sum_{m=1}^M \{e^{-jA(m, i, j_0)} X_m[f_B(m, i)]\} \approx S[f_I(i)] \quad (14)$$

证明: 因为 f_J 由 f_0 的取值范围 f_{scope} 线性等分生成, 因此 f_J 中必存在一元素 $f_J(j_0)$, 有 $f_J(j_0) \approx f_0$, 且 $f_I(i_{j_0}) \approx f_J(j_0)$, $f_I(i_0) \approx f_0$, 所以 $f_I(i_0) \approx f_J(j_0) \approx f_I(i_{j_0}) \approx f_0$, $\theta_z(m, i_0) \approx \theta_z(m, i_{j_0}) \approx \theta(m)$, 所以

$$X'_{j_0}[f_B(m, i)] = \sum_{m=1}^M \{e^{-jA(m, i, j_0)} X_m[f_B(m, i)]\} \approx$$

$$\sum_{m=1}^M \{e^{-iA(m,i,j_0)} Y_{m,j_0} [f_B(m,i)]\} = Y'_{j_0} [f_B(m,i)] \quad (15)$$

$$\begin{aligned} S[f_I(i)] &= \sum_{m=1}^M \frac{\sin[N_0 g_0(i)]}{2\text{sing}_0(i)} \\ &e^{i[\theta(1)+g_0(i)[(2m-1)N_0+1]]} \approx \\ &\sum_{m=1}^M \frac{\sin[N_0 g_{j_0}(i)]}{2\text{sing}_{j_0}(i)} e^{i[\theta_z(1,i_{j_0})+g_{j_0}(i)[(2m-1)N_0+1]]} = \\ &S_{j_0}[f_I(i)] \end{aligned} \quad (16)$$

因为式(12)对任意 j 成立,故

$$Y'_{j_0}[f_B(m,i)] = S_{j_0}[f_I(i)] \quad (17)$$

联立式(15-17),必有式(14)成立,即 x_m 的同频化频谱 $X_m[f_B(m,i)]$ 经 $A(m,i,j_0)$ 加权融合后,基本达到与 x 总长度相等的相位连续信号频谱 $S[f_I(i)]$ 的分析效果。

性质 3 相位补偿矩阵的噪声对消特性

相位补偿矩阵 A 对同频化频谱 $X_m[f_B(m,i)]$ 进行加权融合的同时,能够实现噪声对消,提高频谱抗噪性。

证明:将 $\theta_z(m,i)$ 改写成

$$\theta_z(m,i) = \theta_0(m,i) + z(m,i) \quad (18)$$

其中: $\theta_0(m,i)$ 表示不考虑随机噪声干扰情况下 $X_m[f_B(m,i)]$ 的相位特性, $z(m,i)$ 表示随机噪声对 $\theta_0(m,i)$ 的影响,将式(18)代入考虑随机噪声干扰情况下的加权融合频谱 $X'_j[f_B(m,i)]$,有

$$\begin{aligned} X'_j[f_B(m,i)] &= \sum_{m=1}^M \{e^{-iA(m,i,j)} X_m[f_B(m,i)]\} \approx \\ &\sum_{m=1}^M \frac{\sin[N_0 g_0(i)]}{2\text{sing}_0(i)} e^{i[\theta_z(m,i_0)-A(m,i,j)]} \approx \\ &\sum_{m=1}^M \frac{\sin[N_0 g_0(i)]}{2\text{sing}_0(i)} \\ &e^{i[\theta_0(m,i_0)-\theta_0(m,i_j)+\theta_0(1,i_j)+g_b(\alpha)[(2m-1)N_0+1]]} \cdot \\ &e^{i[z(m,i_0)+z(1,i_j)-z(m,i_j)]} \end{aligned} \quad (19)$$

其中,噪声对消因子 $e^{i[z(m,i_0)+z(1,i_j)-z(m,i_j)]}$ 表明 A 对频谱 $X_m[f_B(m,i)]$ 加权融合的同时,利用自身所含的随机噪声成分 $z(m,i_j)$ 对 $X_m[f_B(m,i)]$ 中的随机噪声成分 $z(m,i_0)$ 进行一定程度的对消,因此能够提高加权融合频谱 $X'_j[f_B(m,i)]$ 的抗噪性。

1.3 谱峰搜索

经相位补偿矩阵 A 加权融合后, $X'_{j_0}[f_B(m,i)]$ 已经基本达到与 x 总长度相同的相位连续同频信号频谱 $S[f_I(i)]$ 的分析效果。因此谱峰搜索 $X'_{j_0}[f_B(m,i)]$, 其谱峰对应处的 $f_I(i)$ 即为 f_0 的最优估

计值 \tilde{f}_0 。

证明:由式(19)知,加权融合频谱 $X'_j[f_B(m,i)]$ 与 $f_I(j)$ 一一对应。又由性质 2 可知,当且仅当 $f_I(j) = f_I(j_0)$ 时,有式(13)成立,即 $X'_{j_0}[f_B(m,i)]$ 已经基本达到与 x 总长度相同的相位连续同频信号频谱 $S[f_I(i)]$ 的分析效果,因此谱峰搜索 $\text{abs}\{X'_{j_0}[f_B(m,i)]\}$, 其峰值元素所在列即为 $X'_{j_0}[f_B(m,i)]$, 其峰值元素对应处的 $f_I(i)$ 即为 f_0 的最优估计值 \tilde{f}_0 。

2 算法流程及分析

2.1 算法流程

基于上文理论推导和证明,得出频率估计的倍频等长信号加权融合算法流程如下。

- (1) 根据待估频率 f_0 的大致取值范围 f_{scope} 生成序列 f_I 和序列 f_J ;
- (2) 根据式(3,4,13)和式(19)分别生成 $X_m[f_B(m,i)]$ 、 $\theta_z(m,i)$ 、 $A(m,i,j)$ 和 $X'_j[f_B(m,i)]$;
- (3) 谱峰搜索 $\text{abs}\{X'_j[f_B(m,i)]\}$, 其峰值元素对应处的 $f_I(i)$ 即为 f_0 的最优估计值 \tilde{f}_0 。

算法流程图如图 2 所示。

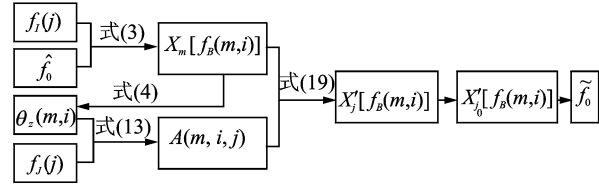


图 2 算法流程图

2.2 算法分析

为验证本文算法,将其计算量与分频融合算法进行比较。由上文推导知,本文算法和分频融合算法计算量的最大差异在于生成相位补偿矩阵 A 和相位差补偿因子矩阵 U ^[8], 其余部分的计算量相当。

$$U(m,i,j) = \theta'(m,j) - \theta'(1,j) - g_j(i)[2N_0(m-1)] - \pi(N_0+1)[f_J(j) - f_I(i_j)]/f_s \quad (20)$$

其中, $\theta'(m,j)$ 表示基于 $X_m[f_B(m,i)]$ 计算得到 $\theta(m)$ 对应于 $f_J(j)$ 的估计值。本文算法计算相位补偿矩阵 A 共需要 $5M \times I \times J$ 次实数乘法和 $4M \times I \times J$ 次实数加法;而计算分频融合算法中的相位差补偿因子矩阵 U 共需要 $8M \times I \times J$ 次实数乘法和 $7M \times I \times J$ 次实数加法。因此,本文算法的实数

乘法计算量比分频融合算法降低 37.50%, 实数加法计算量比分频融合算法降低约 42.86%。

3 仿真实验

为验证本文算法, 在 MATLAB 仿真环境中对

表 1 实验参数设置值

参数名	SNR	f_0	f_s	f_{\min}	f_{\max}	M	N_0	P	I	J
设定值	-5 dB	10 MHz	40 MHz	9MHz	11 MHz	4	50	[1 1.05 1.12 1.09]	150	150

3.1 低信噪比条件下的对比实验

为比较本文算法、分频融合算法和 WVD 法在低信噪比条件下的频率估计精度, 进行了 1000 次 Monte-Carlo 实验。由图 3 所示的仿真结果可知, 本文算法、分频融合算法和 WVD 法的频率估计均方根误差分别为 [57.28, 100.44, 704.81] kHz, 本文算法的频率估计精度比分频融合算法提高约 42.97%, 比 WVD 法提高约 91.87%。且本文算法突出的毛刺较少, 说明本文算法的估计误差较好的保持在一个较小的范围内。综上表明在低信噪比 (SNR = -5 dB) 条件下, 本文算法的频率估计精度较分频融合算法和 WVD 法有较大提高。

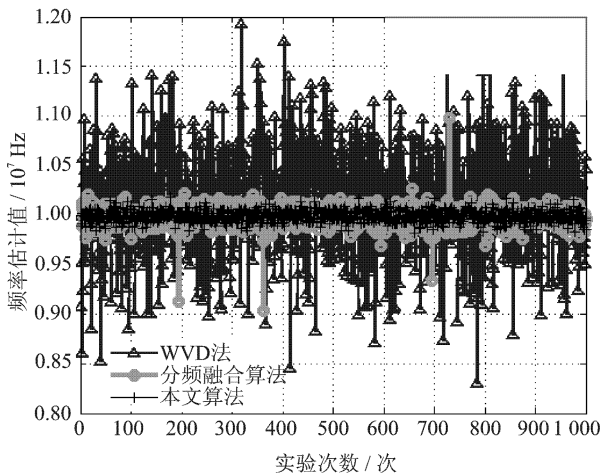


图 3 低信噪比条件下 3 种算法的频率估计结果图

3.2 不同信噪比条件下的对比实验

为比较上述 3 种算法在不同信噪比条件下的频率估计精度, 进行了 11 组实验, 每组包括 1000 次 Monte-Carlo 实验。信噪比如图 4 横坐标所示, 其余参数参见表 1。

由图 4 所示的仿真结果知, 三种算法的频率估

本文算法、分频融合算法和 WVD 法进行了如下对比实验。由于 WVD 法存在边缘效应^[10], 故在 WVD 法中舍去了 x 频谱分析两段各 $1/5N$ 点的结果, 仅取中间 $3/5N$ 点的结果。实验中所加噪声均为加性高斯白噪声。其余实验参数设置如表 1。

计均方根误差随信噪比的提高而不断降低, 但本文的误差一直低于分频融合算法和 WVD 法。当信噪比低于 -3 dB 时, 本文算法较分频融合算法的优势更明显; 在信噪比为 5-15 dB 的实验范围情况下, 本文算法和分频融合算法的误差一直远低于 WVD 法。这是因为本文算法的相位补偿矩阵具有噪声对消功能, 在对同频化倍频等长信号频谱进行加权融合的同时, 能够实现频谱噪声对消, 提高频谱抗噪性, 从而获得较高的频率估计精度。

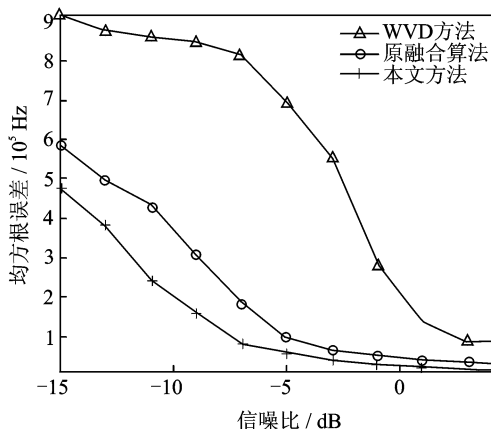


图 4 不同信噪比条件下三种算法的频率估计均方根误差对比图

3.3 不同单段信号长度条件下的对比实验

为测试上述三种算法在不同单段信号长度条件下的频率估计精度, 进行了 11 组实验, 每组包括 1000 次 Monte-Carlo 实验。实验中倍频等长信号中单段信号长度 N_0 。设置如图 5 横坐标所示, 其余参数参见表 1。

由图 5 所示的仿真结果知, 随着单段信号长度的增加, 三种算法的频率估计均方根误差都有所下降, 但本文算法的误差始终低于分频融合算法和 WVD 法。在单段信号长度较短 (约低于 55 点) 时, 本文算法的优势更明显。这是因为当信噪比和采样

频率一定的情况下,信号长度是决定频谱分析精度的主要因素,当单段信号长度较长时(如本实验环境中大于 55 点的情况),抗噪性较好,本文算法的噪声对消特性优势体现不明显;而当单段信号长度较短时(如本实验环境中小于 55 点的情况),信号抗噪性明显减弱,本文算法的噪声对消特性能够有效提高频谱的抗噪性,因此本文算法的频率估计精度较分频融合算法有较大提高。在单段信号长度为 20~70 点的实验范围内,本文算法和分频融合算法的频率估计均方根误差均远低于 WVD 法,亦体现了多段信号融合法在频率估计中的优越性。

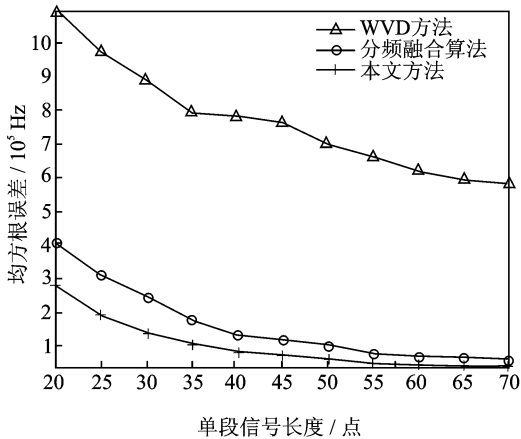


图 5 不同单段信号长度条件三种算法的频率估计均方根误差对比图

4 结束语

为解决现有倍频等长信号频率估计方法中存在的问题,提出一种新型加权融合算法。首先,设计倍频修正矩阵对倍频等长信号频谱进行同频化处理,使其达到同频等长信号频谱的效果。然后,构造相位补偿矩阵对同频化处理后的频谱进行加权融合,实现噪声对消,使其基本达到相位连续信号频谱的分析效果。最后,谱峰搜索加权融合后的频谱,获得高精度频率估计值。本文重点给出了同频化处理中倍频修正矩阵的构建及效果证明,加权融合中相位补偿矩阵的构造步骤及其相位连续化特性和噪声对消特性的证明,谱峰搜索中获取频率估计值的原理证明。算法分析与仿真实验表明:比现有方法相比,本文算法的频率估计精度提高约 42.97~91.87%,计算量降低约 37.50~42.86%,在低信噪

比条件下性能优良,普适性较好,具有重要的理论意义和实用价值。

参考文献:

- [1] 陈役涛,刘渝,邓振森.基于相关累加的正弦波频率估计算法[J].数据采集与处理,2008,23(6):729-733.
- [2] 孟建.分段采样信号的相位关联技术[J].系统工程与电子技术,2004,26(12):1784-1786.
- [3] 刘良兵,涂亚庆,张海涛.频率估计的一种多段同频等长信号融合算法[J].系统仿真学报,2009,21(1):194-198.
- [4] Qiufen Yang, Weihua Gui, Huosheng Hu. A novel information fusion based FTT algorithm for a driver fatigue monitoring system[J]. International Journal of Modelling, Identification and Control 2010,10(3):230-237.
- [5] Zhiming Liu, Chengjun Liu. Fusion of color, local spatial and global frequency information for face recognition [J]. Pattern Recognition, 2010, 43(8):2882-2890.
- [6] Jin L D. Nonlinear estimation and multiple sensor fusion using unscented information filtering[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2008,15:861-864.
- [7] Xiuqiao Xiang, Baochang Shi. Weak signal detection based on the information fusion and chaotic oscillator [J]. Chaos. 2010,20(1):13-14.
- [8] 涂亚庆,刘良兵.频率估计的一种多段分频等长信号融合算法[J].电子学报.2008,36(9):1852-1856.
- [9] Pelechrinis K, Koufogiannakis C, Krishnamurthy S V. On the efficacy of frequency hopping in coping with jamming attacks in 802.11 networks[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions. 2010,9(10):3258-3260.
- [10] Ghofrani S, McIernon D C. Auto-Wigner-Ville distribution via non-adaptive and adaptive signal decomposition [J]. Signal Processing, 2009,89(8):1540-1549.
- [11] 张贤达,保铮.非平稳信号分析与处理[M].北京:国防工业出版社,2001:14.

作者简介:肖玮(1982-),女,博士研究生,研究方向:信号处理、嵌入式系统, E-mail:wzwy@163.com;涂亚庆(1963-)男,教授,博士生导师,研究方向:自动控制与信号处理;刘良兵(1981-)男,工学博士,讲师,研究方向:信号处理;莫正军(1986-),男,硕士研究生,研究方向:信号处理、智能控制;何丽(1984-),女,硕士研究生,研究方向:环境监测与信号处理。