

文章编号:1000-582X(2008)09-1044-06

多段降频等长信号的频率估计快速迭代算法

刘良兵,涂亚庆

(后勤工程学院 信息工程系,重庆 400016)

摘要:为改善多段平稳信号频率估计的精度、实时性和扩展已有方法的适用范围,给出一种多段降频等长信号的快速迭代算法。在算法中,生成频域分析参数矩阵以克服各段信号频率不等;设计相位差补偿因子矩阵以达到相位连续信号的效果;生成搜索频率序列以修正相位差补偿因子矩阵中的未知参量并得到具有特定形式的功率谱矩阵;采用间接迭代计算以改善算法实时性。在说明上述技术措施的应用原理时,给出了 5 项重要性质作为该算法正确性的数学证明。针对多种应用环境状态进行了仿真实验,结果表明:该算法具有普适性、抗噪性和实时性好,频率估计精度比现有方法有较大提高。

关键词:信息融合;频率估计;迭代算法;多段降频等长信号;算法仿真

中图分类号:TN957

文献标志码:A

A fast iterative algorithm of frequency estimation for multi-section signals with the same length and known frequency-difference

LIU Liang-bing, TU Ya-qing

(Department of Information Engineering, Logistical Engineering University, Chongqing 400016, P. R. China)

Abstract: We proposed a fast iterative algorithm for the multi-section signals with the same length and known frequency-difference to increase precision and real-time performance of frequency estimation for multi-section stationary signals while extending the applicable ranges of the existing methods. The algorithm includes the following technical features: The parameter matrix for frequency-domain analysis was generated to treat the unequal frequencies of different sections; The phase-difference compensation factor matrix was designed to obtain the frequency spectrum as well as the phase-continuous signals; The search frequency sequence was generated to amend the unknown parameters in the phase-difference compensation factor matrix while obtaining the frequency spectrum amplitude matrix in a specific form; and, indirect iterative computation was adopted to improve the real-time performance of the algorithm. In addition, five important properties were given and proven to demonstrate the correctness of the algorithm. Simulated experiments were carried out under various complicated application environments. The results show good universality, noise immunity, real-time performance and better frequency estimation precision compared with the existing methods.

Key words: information fusion; frequency estimation; iterative algorithm; multi-section signals with the same length and known frequency-difference; algorithm simulation

收稿日期:2008-05-10

基金项目:重庆市自然科学基金资助项目(CSTC2006BB2122);重庆市自然科学基金资助项目(CSTC2007BB2102)

作者简介:刘良兵(1981-),男,后勤工程学院博士,主要从事信号处理研究。

涂亚庆(联系人),男,后勤工程学院教授,博士生导师,(Tel)13708310256;(E-mail)yqtqc@sina.com。

多段平稳信号是一种常见信号类型^[1-3],例如,多个分段线性调频连续波雷达的回波信号可构成多段平稳信号;电子侦察中相参雷达获得的多段侦收数据,也表现为多段平稳信号形式。

在雷达^[4-7]、通信^[8-11]、医学成像^[11-13]、工业测量^[13-15]等领域中,由于单段平稳信号往往存在信噪比低、频率持续时间短的问题,导致其频谱的主瓣较宽,抗噪性差。而将多段平稳信号中包含的有用信息进行融合和提取,能够有效提高频率估计精度且实现成本低。因为多段平稳信号具有数倍于单段信号的信息量,从信息论观点来看,对多段平稳信号进行信息融合能有效提高信号处理精度^[3-4]。

目前,基于信息融合思想对多段平稳信号进行频率估计的研究成果主要集中于对多段同频等长信号的研究。多段同频等长信号是指多段平稳信号具有相同的采样频率、主要频率成分和采样点数量,是最简单的一种多段平稳信号类型。现有方法主要包括:1)频谱平均法,适用范围广,但精度低。2)相位关联法^[1],只适用于某些特殊的多段同频等长信号,且采用的近似处理较粗略,难以实际应用。3)旋转相位积累法^[2],实时性较好,但抗噪性差且适用范围小。4)直接相位积累法^[2],精度较高,但适用范围小,运算量大。

由于对多段平稳信号进行信息融合处理具有重要意义,而现有方法均存在较大缺陷,故笔者给出一种多段降频等长信号的快速迭代算法,以提高频率估计精度并将处理信号类型由简单的多段同频等长信号拓展到更广义范围的多段降频等长信号。

1 定义

作为多段同频等长信号的广义形式,多段降频等长信号是指各段信号包含的采样点数相同,且各段信号的频率之间的频率差已知。其数学定义如下:设有 M 段采样信号 x_0 ,首段信号频率为 f_1 ,采样频率为 f_s ,各段信号的长度为 D ,前 $(s-1)$ 段信号的总长度 $B(s)=(s-1)D, s \in [2, M+1], B_0=B(M+1)$,各段信号的初相为 $\{\theta(m)+2\pi[f_1-d(m)]/f_s\}$,若 $x_0[B(m)+a]=\cos\{\theta(m)+2\pi[f_1-d(m)]a/f_s\}$,其中 $m \in [1, M], a \in [1, D], x_0[B(m)+a]$ 表示 x_0 中第 $[B(m)+a]$ 个采样点的值。则称 x_0 为多段降频等长信号。

2 算法原理

为改善频率估计的精度、抗噪性、实时性和扩大适用范围,笔者提出的多段降频等长信号的快速迭

代算法的基本步骤如下:

1)因为各段信号的频率不等,所以根据频率差关系生成一个频域分析参数矩阵,以实现同频化效果;

2)由于各段信号不能相连构成一段相位连续的信号,故设计相位差补偿因子矩阵以减小频谱主瓣宽度、达到连续信号的处理效果;

3)由于相位差补偿因子矩阵包含难以精确估计的未知参量,故生成搜索频率序列,并对相位差补偿因子矩阵进行修正,同时得到具有特定形式的功率谱矩阵;

4)由于直接计算功率谱矩阵的运算量较大,故采用较粗略的间接方法计算功率谱,并进行多次迭代以提高计算精度,从而改善算法的实时性且保障计算结果的精度。

5)搜索功率谱矩阵提高精度。搜索功率谱矩阵的最大元素,则其对应搜索频率即为算法的频率估计结果。

2.1 生成频域分析参数矩阵

在实际应用中,一般根据经验可得到 f_1 的经验估计值 f_2 及其最大估计误差 C_0 ,则可确定一个频域分析序列 f_a ,其序列长度为 K ,且满足

$$f_2/(1+C_0) \leq f_a(k), k \in [1, K] \leq f_2/(1-C_0), \quad (1)$$

其中 $f_a(k)$ 表示序列 f_a 中第 k 个元素的值。

x_0 的首段信号在频率 $f_a(k)$ 处的傅里叶变换为

$$F_1(1, k) = \sum_{a=1}^D x_0(a) e^{-j2\pi a f_a(k)/f_s}. \quad (2)$$

由于各段信号的被测频率不等,为此提出一个 $M \times K$ 阶的频域分析参数矩阵 f_A ,其第 (m, k) 位置处的元素

$$f_A(m, k) = f_a(k) - d(m). \quad (3)$$

求取 x_0 的第 m 段信号在频率 $f_A(m, k)$ 处的傅里叶变换

$$F_1(m, k) = \sum_{a=1}^D x_0[B(m)+a] e^{-j2\pi a f_A(m, k)/f_s}. \quad (4)$$

使用 $f_A(m, k)$ 能克服频率差 $d(m)$ 的影响,实现同频化效果。

2.2 设计相位差补偿因子矩阵

采用同频化处理后, x_0 还面临着相位不连续的问题。为此提出相位差补偿因子矩阵,将其分别与 $F_1(m, k)$ 相乘,能使 x_0 的频谱分析精度达到连续信号的水平,证明过程见性质1。

性质1 设有一段长为 B_0 的连续信号 x_2 ,

$$x_2(b) = \cos[\theta(1) + 2\pi f_1 b/f_s], b \in [1, B_0]. \quad (5)$$

x_2 在频率 $f_a(k)$ 处的傅里叶变换为

$$\omega_1(k) = \sum_{b=1}^{B_0} x_2(b) e^{-j2\pi b f_a(k)/f_s} \quad (6)$$

对 $F_1(m, k)$ 进行相位差补偿后, 得到修正频谱为

$$\omega_2(k) = \sum_{m=1}^M [e^{-jU_0(m, k)} F_1(m, k)], \quad (7)$$

其中 $U_0(m, k)$ 为 $M \times K$ 维的相位差补偿因子矩阵 U_0 的第 m 行、第 k 列元素, 计算公式

$$U_0(m, k) = \theta(m) - \theta(1) - 2\pi B(m)[f_1 - f_a(k)]/f_s \quad (8)$$

则 $\omega_2(k) \approx \omega_1(k)$ 。

证明
$$\omega_1(k) = \sum_{m=1}^M \sum_{a=1}^D 0.5 e^{-j(\theta(1)+2\pi[f_1+f_a(k)][B(m)+a]/f_s)} + 0.5 e^{j(\theta(1)+2\pi[f_1-f_a(k)][B(m)+a]/f_s)} \quad (9)$$

仅保留式(9)中的低频部分得到

$$\omega_1(k) \approx \sum_{m=1}^M \frac{\sin(g_1 D)}{2\sin(g_1)} e^{j(\theta(1)+g_1[2B(m)+D+1])} \quad (10)$$

其中 $g_1 = \pi[f_1 - f_a(k)]/f_s$ 。

将 $F_1(m, k)$ 化简如下

$$F_1(m, k) \approx \sum_{a=1}^D e^{j[\theta(m)+2g_1 a]} \quad (11)$$

则
$$\omega_2(k) \approx 0.5 \sum_{m=1}^M \left\{ e^{-jU_0(m, k)} \sum_{a=1}^D e^{j[\theta(m)+2g_1 a]} \right\},$$

$$\omega_2(k) \approx \sum_{m=1}^M \frac{\sin(g_1 D)}{2\sin(g_1)} e^{j(\theta(1)+g_1[2B(m)+D+1])} \quad (12)$$

比较可知 $\omega_2(k) \approx \omega_1(k)$, 证毕。

2.3 生成搜索频率序列

在接下来的理论推导和实际计算中, 为保证数学证明的严密性和计算结果的精确性, 需考虑噪声的影响。设 Y 表示噪声和干扰, 为便于后文叙述, 笔者认为 Y 具有如下特点:

1) Y 的能量较均匀地分布于不同频率处, 即

$$\text{abs}[Y_2(k_a)] \approx \text{abs}[Y_2(k_b)], \quad (13)$$

其中: $Y_2(k) = \sum_{a=1}^D Y e^{-j2\pi a f_a(k)/f_s}$, $k_a, k_b \in [1, K]$; 函数 $\text{abs}(t)$ 表示复数 t 的绝对值。

2) Y 在频率 f_1 附近的傅里叶变换的绝对值远小于 x_0 在该频率附近处的绝对值, 即

$$\text{abs}[Y_2(k_0)] \ll \text{abs}[F_1(m, k_0)], \quad (14)$$

其中 k_0 满足 $f_a(k_0) \approx f_1$ 。

考虑到噪声和干扰的影响, 则 $F_1(m, k)$ 的实际表达式应为

$$F_2(m, k) = \sum_{a=1}^D \{ \cos[\theta(m) + 2\pi f_1 a/f_s] + Y \} g e^{-2\pi a f_a(m, k)/f_s} \quad (15)$$

显然, 根据 $F_2(m, k)$ 不能得到 f_1 和 $\theta(m)$ 的精确估计值, 为此提出搜索频率序列 f_b , 其序列长度为 R 。设序列 f_b 中第 r 个元素记作 $f_b(r)$, $r \in [1, R]$ 。并基于 $F_2(m, k)$ 计算得到 $\theta(m)$ 对应于 $f_b(r)$ 的估计值 $\theta_1(r, m)$ 。将 $f_b(r)$ 和 $\theta_1(r, m)$ 代入 $U_0(m, k)$ 得到修正后的相位差补偿因子矩阵。具体过程如下:

1) 因为 $f_b(r)$ 同样也是 f_1 的估计值, 所以 $f_a(1) \leq f_b(r) \leq f_a(K)$, 故可设 f_a 中最接近 $f_b(r)$ 的值为 $f_a[h(r)]$, $1 \leq h(r) \leq K$, 则

$$\theta_1(r, m) = \text{angle}\{F_2[m, h(r)]\}, \quad (16)$$

其中函数 $\text{angle}(t)$ 表示复数 t 的相位。

若 r_0 满足 $f_b(r_0) \approx f_1$, 则 $\theta_1(r_0, m)$ 与 $\theta(m)$ 的差具有特定关系。

2) 根据 $f_b(r)$ 和 $\theta_1(r, m)$ 并做适当修改得到修正后的 $R \times M \times K$ 阶相位差补偿因子矩阵 U , 矩阵 U 中第 (r, m, k) 位置处的元素 $U(r, m, k)$ 的计算公式为

$$U(r, m, k) = \theta_1(r, m) - \theta_1(r, 1) - 2g_2 B(m) - g_3, \quad \text{其中: } g_2 = \pi[f_b(r) - f_a(k)]/f_s; g_3 = \pi(D+1) \times \{f_b(r) - f_a[h(r)]\}/f_s.$$

3) 将 $U(r, m, k)$ 替换 $U_0(m, k)$ 、 $F_2(m, k)$ 替换 $F_1(m, k)$ 代入式(7)得到频谱 $\omega_3(r, k)$, 则 $\omega_3(r_0, k_0)$ 的绝对值具有特定形式, 证明过程见性质 2。

性质 2 令 $G(r, k) = \frac{\sin(g_1 D)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2 B_0)}{\sin(g_2 D)}$, 则 $\text{abs}[\omega_3(r_0, k_0)] \approx G(r_0, k_0)$ 。

证明 将 $U(r, m, k)$ 和 $F_2(m, k)$ 代入式(7)得到

$$\omega_3(r, k) = \sum_{m=1}^M \frac{\sin(g_1 D)}{2\sin(g_1)} \times e^{j(\theta_1(r, 1)+g_2[2B(m)+D+1]-\theta_1(r, m)+\pi[f_1-f_b(r)]/f_s(D+1)+\theta(m)+g_3)} + 0.5 \sum_{m=1}^M e^{-jU(r, m, k)} Y_2(k).$$

令
$$Y_3(r, k) = 0.5 \sum_{m=1}^M [e^{-jU(r, m, k)} Y_2(k)],$$

则
$$\omega_3(r, k) = Y_3(r, k) + \frac{\sin(g_1 D)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2)}{\sin(g_2 D)} \times g \sum_{m=1}^M \frac{\sin(g_2 D)}{\sin(g_2)} \times e^{j(g_2[2B(m)+D+1]+\pi[f_1-f_b(r)]/f_s(D+1)+\theta(m)+\theta_1(r, 1)-\theta_1(r, m)+g_3)}.$$

因 $f_a(k_0) \approx f_1$ 且 $f_b(r_0) \approx f_1$,

则
$$\omega_3(r_0, k_0) \approx \frac{\sin(g_1 D)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2)}{\sin(g_2 D)} \times g \sum_{m=1}^M \frac{\sin(g_2 D)}{\sin(g_2)} \times$$

$$e^{j[\pi[f_1 - f_b(r)]/f_s(D+1) + \theta_1(r,1) - \theta_1(r,m) + g_3 + g_2[2B(m)+D+1]]} \quad (17)$$

因 $f_b(r_0) \approx f_1$,
 则 $\pi[f_1 - f_b(r)]/f_s(D+1) + \theta(m) - \theta_1(r,m) + g_3 \approx 0$.

故式(17)变形为

$$\omega_3(r_0, k_0) \approx \frac{\sin(g_1 D)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2 B_0)}{\sin(g_2 D)} e^{j[\theta_1(r,1) + g_2[B(M+1) + 1]]}.$$

则 $\text{abs}[\omega_3(r_0, k_0)] \approx G(r_0, k_0)$, 证毕。

2.4 搜索功率谱矩阵

根据性质 2 给出的绝对值表达形式 $G(r, k)$, 找到 $\omega_3(r, k)$ 中的最大元素, 则由性质 3 可知该元素的对应频率即为 f_1 的估计值。

性质 3 设函数 $\max(t)$ 表示矩阵 t 中绝对值最大的元素, 若 $\text{abs}[\omega_3(r_1, k_1)] = \max\{\text{abs}[\omega_3(r, k)]\}$,

则 $f_b(r_1) \approx f_1$. (18)

证明 $\omega_3(r, k) = Y_3(r, k) +$

$$\sum_{m=1}^M e^{j[\theta_1(r,1) + g_2[2B(m)+D+1] - \theta_1(r,m) + \pi[f_1 - f_b(r)]/f_s(D+1) + \theta(m) + g_3]} \times g \frac{\sin(g_1 D)}{\sin(g_1)},$$

$$\text{则 } \text{abs}[\omega_3(r, k)] \leq \text{abs}[Y_3(r, k)] + \text{abs}\left[\sum_{m=1}^M \frac{\sin(g_1 D)}{2\sin(g_1)}\right] \leq \text{abs}[Y_3(r, k)] + \frac{B_0}{2}.$$

(19)

因 $f_a(k_0) \approx f_1$ 且 $f_b(r_0) \approx f_1$,

$$\text{则 } \omega_3(r_0, k_0) \approx Y_3(r_0, k_0) + \frac{B(M+1)}{2} \times e^{j[\theta_1(r,1) + g_2(B_0+1)]}.$$

根据式(13)和(14), 可认为

$$\text{abs}[Y_3(r, k)] - \text{abs}[Y_3(r_0, k_0)] \ll B_0/2. \quad (20)$$

故 $\text{abs}[\omega_3(r_0, k_0)] \approx \max\{\text{abs}[\omega_3(r_0, k)]\}$,

$$\text{abs}[\omega_3(r_0, k_0)] \geq \text{abs}[\omega_3(r, k)].$$

则 $\omega_3(r, k)$ 中绝对值最大的元素的对应搜索频率 $f_b(r_1)$ 即为 f_1 的估计值。

2.5 间接迭代计算

根据性质 3 可知, 在完成各段信号频谱分析的基础上, 直接计算 $\omega_3(r, k)$ 的幅值所需的实时计算量为 $R[1 + M(1 + 6K)]$ 次实数乘法。因为 f_b 的长度 R 较大, 所以直接计算 $\omega_3(r, k)$ 的幅值所产生的运算量非常大。

为此笔者采用了间接计算方法: 首先根据已有计算结果确定一个较接近 f_1 的频率 $f_b(r_2)$, 然后按照性质 4 所示计算得到 $\text{abs}[\omega_3(r, k)]$ 的近似值 $\tilde{\omega}_3(r, k)$ 。然后按照性质 3 所示搜索得到 $\tilde{\omega}_3(r, k)$ 中绝对值最大的元素的对应搜索频率 $f_b(r_3)$, 则

$f_b(r_3)$ 比 $f_b(r_2)$ 更接近 f_1 。如此过程迭代 3 次, 一般可得到 f_1 的高精度估计值且计算量较小。

性质 4 设 $r_2 \in [1, R]$ 且 $f_b(r_2) \approx f_1, f_c(r) = f_b(r) - f_b(r_2), \tilde{\omega}_1(m, k) = e^{-jU(r_2, m, k)} F_2(m, k), \tilde{\omega}_2(r, m) = e^{j\pi f_c(r)[2B(m)+D+1]/f_s}, \tilde{\omega}_3(r, k) = \text{abs}\left\{\sum_{m=1}^M [\tilde{\omega}_1(m, k) \tilde{\omega}_2(r, m)]\right\}$,

$$\text{则 } \text{abs}[\omega_3(r, k)] \approx \tilde{\omega}_3(r, k). \quad (21)$$

$$\text{证明 } \tilde{\omega}_1(m, k) = \frac{\sin(g_1 D)}{2\sin(g_1)} \times$$

$$e^{j[\theta_1(r_2,1) + g_2[2B(m)+D+1] - \theta_1(r_2,m) + \pi[f_1 - f_b(r_2)]/f_s(D+1) + \theta(m) + g_3]} + e^{-jU(r_2, m, k)} Y_2(k),$$

$$\text{则 } \tilde{\omega}_3(r, k) \approx \text{abs}\left\{\sum_{m=1}^M \frac{\sin(g_1 D)}{2\sin(g_1)} \times$$

$$e^{j[\theta_1(r,1) + g_2[2B(m)+D+1] + \pi[f_1 - f_b(r)]/f_s(D+1) - \theta_1(r,m) + \theta(m) + g_3]} + \sum_{m=1}^M e^{-jU(r, m, k)} Y_2(k)\right\}.$$

故 $\text{abs}[\omega_3(r, k)] \approx \tilde{\omega}_3(r, k)$, 证毕。

由性质 4 可知, 采用间接迭代计算所需的实时计算量为 $3[M(1 + 6K) + 5MR]$ 次实数乘法。当 $M=4, K=200, R=200$ 时, 直接计算量为 961 000, 而间接计算量为 26 412, 仅为前者的 3%。

3 仿真实验

对文中的算法, 相比于现有方法中适应性较好的频谱平均法和精度较高的直接相位积累法, 进行这 3 种方法之间的仿真对比实验。需要特别说明的是, 文中的算法和频谱平均法的处理对象为多段降频等长信号, 而直接相位积累法的处理对象的频率差为 0, 因为该方法只适用于多段同频信号。而且由于直接相位积累法有较多的使用限制条件, 所以在该方法的实验中额外给出了各段信号的间隔时间等特别条件。

3.1 低信噪比条件下的对比实验

为测试 3 种方法(即频谱平均法、直接相位积累法和文中的算法)在较低信噪比(SNR)条件下的频率估计精度, 将实验参数取表 1 所示的一般设定值, 进行 1 000 次随机实验, 其中 $C=1 - f_2/f_1$, 表示 f_2 中的初始相对误差, 即 f_2 的一般设定值为 10.5 MHz。另外, 每次实验的被处理信号中包含的噪声各不相同, 噪声为加性高斯白噪声, 在各次实验中分别使用 3 种方法对同一被处理信号进行

频率估计。

表 1 实验参数的一般设定值

参数名	SNR/dB	f_1 /MHz	C	f_s /MHz	D /点	M /段	C_0	d /kHz	$\theta(m)$
设定值	-5	10	-0.05	40	50	4	0.1	[0 30 60 90]	满足幅度为 2π 的高斯分布

实验结果如图 1 所示,可以看出,当信噪比为 -5 dB 时,文中算法的精度比前 2 种方法有较大提高,且曲线 3 的突出毛刺极少,说明文中算法的误差较好地保持在一个较小的范围内。

3.2 间接迭代计算的应用效果

为测试间接迭代计算在较低信噪比条件下的应

用效果,按照上述的实验参数进行 2 000 次随机实验,分别使用频谱平均法、直接计算和间接迭代计算 3 种方法进行频率估计。

实验结果如图 2 所示,可以看出,当信噪比为 -5 dB 时,间接迭代计算的精度比直接计算方法有所降低,但仍明显优于其他方法。

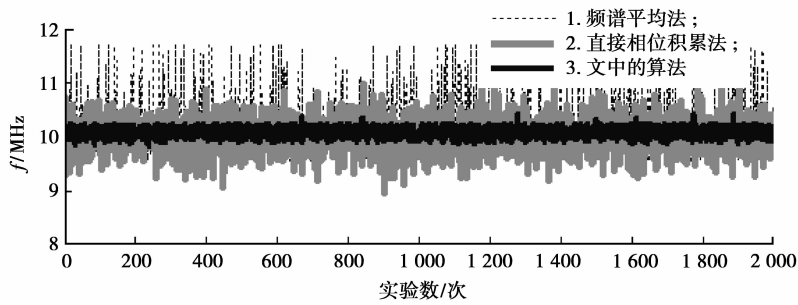


图 1 低信噪比条件下 3 种方法的频率估计结果对比

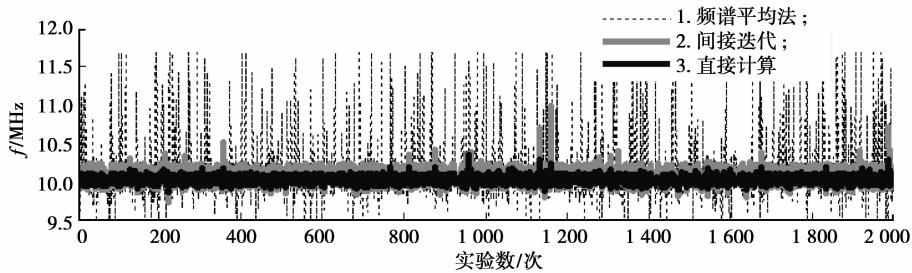


图 2 间接迭代计算与其他方法的应用效果对比

3.3 不同信噪比条件下的对比实验

为测试 3 种方法在不同信噪比条件下的频率估计精度,进行了 10 组实验,每组实验包括 1 000 次

随机实验。各组实验的信噪比如图 3 的横坐标所示,其余参数的取值参见表 1。

实验结果如图 3 所示,可以看出:

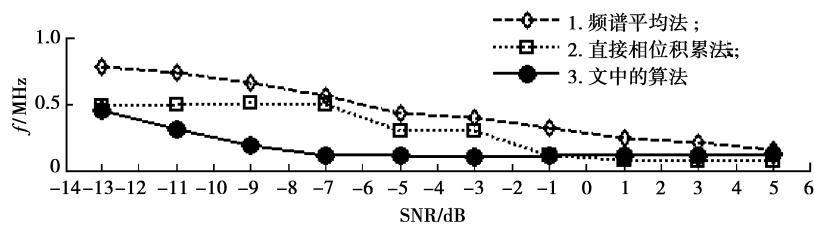


图 3 不同信噪比时 3 种方法的频率估计标准差对比

1) 当信噪比高于 1 dB 或低于 -11 dB 时,由于直接相位积累法使用了一些特别条件,所以文中的

算法与其精度相当;

2) 当信噪比处于 -11~1 dB 时,文中的算法精

度较好。

4 结 语

由于对多段同频等长信号进行信息融合处理具有重要意义,而现有方法均存在较大缺陷,笔者提出了一种基于多段降频等长信号的频率估计快速迭代算法,能改善频率估计的精度、实时性和扩大适用范围。分别给出了生成频域分析参数矩阵、设计相位差补偿因子矩阵、生成搜索频率序列、间接迭代计算和搜索功率谱矩阵5项技术措施及其应用原理的数学论证,尤其是采用的间接迭代计算能够十分显著地改善文中算法的实时性能。在较复杂应用环境状态下、进行了多次对比仿真实验,说明了文中算法的优越性。综上,该算法抗噪性好、适用范围广且计算量较小,将处理对象从平稳信号扩展到非平稳信号,在不增加硬件成本的条件下有效提高了频率估计精度,具有重要的理论与应用价值。

参考文献:

- [1] 孟建. 相参信号频谱的精确估计[J]. 系统工程与电子技术, 1999(10):69-72.
MENG JIAN. Spectrum estimating of correlative signal[J]. Systems Engineering and Electronics, 1999 (10):69-72.
- [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(12):34-36,47.
MENG JIAN. Phase association method of multisection sampled data[J]. Systems Engineering and Electronics, 2004(12):34-36,47.
- [3] 杨露菁,余华. 多源信息融合理论与应用[M]. 北京:北京邮电大学出版社, 2006: 132-141.
- [4] 周传德,秦树人,汤宝平,等. 频率细化分析方法及其在虚拟仪器中的应用[J]. 重庆大学学报:自然科学版, 2005, 28(8): 1-3.
ZHOU CHUAN-DE, QIN SHU-REN, TANG BAO-PING, et al. Frequency refining analysis and its applications in the vIs [J]. Journal of Chongqing University: Natural Science Edition, 2005, 28(8): 1-3.
- [5] FOWLER M L. Phase-based frequency estimation: a review[J]. Digital Signal Processing, 2002, 12(4): 590-615.
- [6] CHAMBERS M J, MCCRORIE J R. Frequency domain estimation of temporally aggregated Gaussian cointegrated systems[J]. Journal of Econometrics, 2007, 136(1): 1-29.
- [7] KARAPIDAKIS E S. Machine learning for frequency estimation of power systems [J]. Applied Soft Computing, 2007, 7(1): 105-114.
- [8] ZHOU Y, FENG D Z, LIU H Q. A novel algorithm for two-dimensional frequency estimation[J]. Signal Processing, 2007, 87(1): 1-12.
- [9] LEE C H, CHA J S, KWAK K, et al. Numerically stable and efficient algorithm for vector channel parameter and frequency offset estimation[J]. Journal of Computational and Applied Mathematics, 2006, 191(2):179-193.
- [10] JORDAAN J A, ZIVANOVIC R. Frequency estimation in power systems using the Dynamic Leapfrog method[J]. Measurement, 2006, 39(5): 451-457.
- [11] ROSNES E, VAHLIN A. Frequency estimation of a single complex sinusoid using a generalized kay estimator[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(3): 407-415.
- [12] ABOUTANIOS E, MULGREW B. Iterative frequency estimation by interpolation on Fourier coefficients[J]. Signal Processing, 2005, 53(4): 1237-1242.
- [13] PU F L, GAN L C, GONG J Y. A channel estimation algorithm for OFDM over LEO satellite channels in the presence of frequency offset [J]. Chinese Journal of Electronics, 2006, 15(2): 302-306.
- [14] 朱冰莲,杨磊. 心音信号的短时傅立叶变换分析[J]. 重庆大学学报:自然科学版, 2004, 27(8): 83-85.
ZHU BING-LIAN, YANG LEI. Short-time fourier transform analysis of the phonocardiogram signal[J]. Journal of Chongqing University: Natural Science Edition, 2004, 27(8): 83-85.
- [15] 胡广书. 数字信号处理理论、算法与实现[M]. 2版. 北京:清华大学出版社, 2003.

(编辑 李胜春)