

基于多段分频等长信号融合的频率估计方法

刘良兵,涂亚庆

LIU Liang-bing, TU Ya-qing

后勤工程学院 信息工程系,重庆 400016

Department of Information Engineering, Logistical Engineering University, Chongqing 400016, China

E-mail: matlab555@tom.com

LIU Liang-bing, TU Ya-qing. Approach of frequency estimation based on information fusion among multi-section signals with same length and known frequency-ratio. Computer Engineering and Applications, 2008, 44(11): 170-175.

Abstract: Multi-section sampled signals is a kind of common signal, and information fusion among them can increase precision of signal process obviously, especially under the condition of low SNR and short duration of measured frequency. To increase precision of frequency estimation for multi-section signals and extend applicable range of existing methods, a fusion method of multi-section signals with the same length and known frequency-ratio is proposed. In the method, for unequal measured frequencies of different sections, generate the parameter matrix for frequency-domain analysis to carry out frequency normalization treatment. For phase discontinuity among different sections even after frequency normalization, design phase-difference compensating factor matrix to obtain frequency spectrum as well as phase-continuous signal. For unknown parameters in the phase-difference compensating factor matrix, generate search frequency array for actual computation and obtain frequency spectrum amplitude matrix with certain form. To prove validity of the algorithm, mathematical justification is provided. Simulated experiments with different application environment parameters are carried out. They show that the algorithm is true of any type of multi-section signals with the same length and known frequency-ratio. It has good noise immunity and its precision of frequency estimation is much higher than that of existing methods.

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

摘要:多段采样信号十分常见,对其进行信息融合能有效提高信号处理的精度,尤其适用于低信噪比、被测频率持续时间短的情况。为提高多段采样信号频率估计的精度和扩展已有方法的适用范围,给出一种多段分频等长信号融合方法。在该方法中,因各段信号的被测频率不等,故生成频域分析参数矩阵以实现同频化效果;因同频化后各段信号之间仍然相位不连续,故设计相位差补偿因子矩阵以达到相位连续信号的效果;因相位差补偿因子矩阵包含未知参数,故生成搜索频率序列以用于实际计算并得到具有特定形式的功率谱矩阵。为验证方法的正确性,给出了数学证明。针对多种应用环境状态进行了仿真实验,结果表明该方法具有普适性,抗噪性好,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;多段分频等长信号;算法仿真

文章编号:1002-8331(2008)11-0170-06 **文献标识码:**A **中图分类号:**TN957

1 引言

多段采样信号是一种常见的信号类型,对其进行信息融合具有重要意义^[1-2]。多段采样信号易于获取,在不同时间或不同空间、使用相同或近似的采样装置、对相同或近似被测对象进行采样,都可以产生多段采样信号。例如,多个分段线性调频连续波雷达的回波信号经过去斜处理、低通滤波后,可构成多段采样信号;电子侦察中相参雷达获得的多段侦收数据,也表现为多段采样信号形式。因为多段采样信号具有数倍于单段信号的信息量,从信息论观点来看,对多段采样信号进行信息融合能有效提高信号处理精度^[1-3]。尤其在雷达、通信、医学成像等

众多频率估计应用领域中^[4],由于单段信号往往存在信噪比低、频率持续时间短的问题(相当于用持续时间很短的窗函数去乘该信号),导致其频谱的主瓣较宽^[5],抗噪性差,而将各段采样信号中包含的有用信息进行融合和提取,能有效提高频率估计精度。

例如如图1所示,在相同采样频率和相同信噪比条件下对同一被测频率信号分别进行五次采样,得到五段采样信号,对应的幅频响应依次如曲线1~5所示。其中,前四次采样过程的持续时间相同,而第五次采样过程的持续时间为前四次之和。可以看出,由于前四段采样信号的持续时间短,所以各段采样信

基金项目:重庆市科委自然科学基金(Natural Science Foundation Project of CQ No.CSTC 2006BB2122)。

作者简介:刘良兵(1981-),男,博士研究生,研究方向:信号处理;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。

收稿日期:2007-08-07 **修回日期:**2007-09-17

号中包含的信息量较少,导致曲线1~4的主瓣较宽,抗噪性差。将此四段采样信号构成一个多段同频等长信号并进行信息融合处理之后,则得到的功率谱应类似于曲线6所示,其主瓣宽度应比曲线1~4都窄,甚至接近于曲线5的主瓣宽度(注:由于第五段采样信号和多段同频等长信号长度相等,所以曲线6的主瓣宽度不可能小于曲线5)。

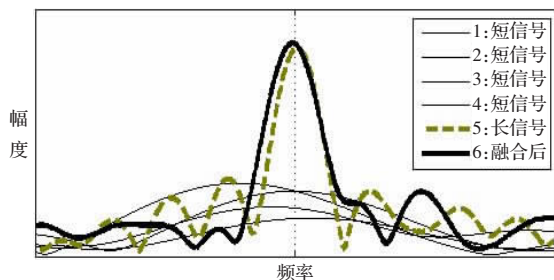


图1 频率持续时间对功率谱主瓣宽度的影响

目前,基于信息融合思想对多段采样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各段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采样信号类型。对多段同频等长信号的研究是整个多段采样信号融合处理方法的基础。对多段同频等长信号进行信息融合式频率估计的已有方法主要包括:(1)频谱平均法,对各段信号分别进行如Chirp-Z变换等频域分解,然后将频谱结果累加取平均值,属于重复测量的一般性方法。此方法适用范围广,但精度低;(2)相位关联法^[1],利用各段信号之间的相位关系对由单段信号得到的频谱做进一步修正。此方法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],要求各段信号的初相已知,通过相参积累以提高频率估计精度。此方法可利用已有快速算法、实时性较好,但抗噪性差且适用范围小;(4)直接相位积累法^[3],要求各段信号之间的空闲间隔时间已知、且在该空闲间隔内被测信号保持稳定不变,从而将各段信号进行相位关联。此方法精度较高,但适用范围小,运算量大。

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,故本文给出一种多段分频等长信号融合方法,以提高频率估计精度并将处理信号类型由最简单的多段同频等长信号拓展到更广义范围的多段分频等长信号。在方法中提出了频域分析参数矩阵、相位差补偿因子矩阵、搜索频率序列等技术措施以克服频率不等、相位不连续和便于实际计算。在说明以上技术措施的应用原理时,提出并证明了四项重要性质以作为本方法正确性的数学证明。在仿真实验中:对频谱平均法、直接相位积累法和本文方法进行对比实验以定量说明本文方法的优越性;采用了较复杂的工作条件(即信噪比很低、各段信号的初相未知、不同段信号之间的时间间隔未知且该间隔内被测对象状态未知)以说明本方法的普适性;在信噪比为-5 dB条件下进行1 000次Monte_Carlo实验以说明本文方法在低信噪比条件下的性能;在10种信噪比条件下各进行1 000次Monte_Carlo实验以说明本文方法在不同信噪比条件下的性能;在30种应用环境状态下各进行1 000次Monte_Carlo实验以说明本文方法对不同应用环境参数的适应性。

2 多段分频等长信号的定义

作为多段同频等长信号的广义形式,多段分频等长信号是指以单段采样信号作为元素构成的一个集合,该集合的特征为各元素具有相同长度且频率比已知,即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比已知。多段分频等长信号的数学定义如下: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 $[\theta(m)+2\pi f_1/f_s]$,若 x_0 中第 $[B(m)+a]$ 个采样点的值:

$$x_0[B(m)+a]=\cos\{\theta(m)+2\pi[f_1/p(m)]af_s\} \quad (1)$$

$$m \in [1, M], a \in [1, D]$$

则 x_0 称为多段分频等长信号, $p(m)$ 为第 m 段信号与首段信号的频率倍数。设有一种特殊的多段分频等长信号 x_1 ,其 $p(m)=1$,则 x_1 为多段同频等长信号。显然, x_0 比 x_1 具有更广泛的应用背景。例如图2所示,有物体 α 平行于 YZ 平面, α 的 X 坐标为 c_1 ;有 a, b, c 三台型号相同的雷达位于平面 β 处,平面 β 的 X 坐标为 c_2 ,同时使用雷达 a, b, c 进行测量可获得多段采样信号。若雷达 a, b, c 的工作参数相同,则测量结果构成多段同频等长信号,但若雷达 a, b, c 使用的采样频率不等,则其测量结果不能构成多段同频等长信号,但由于各采样频率比已知,则该测量结果仍然构成了多段分频等长信号。

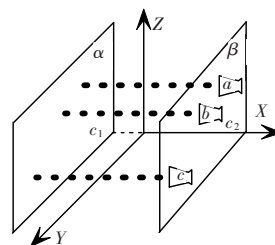


图2 多段分频等长信号示例

通过提出“多段分频等长信号”,可以将多段采样信号处理从简单的同频重复测量(即多段同频等长信号)扩展到更具一般性的非同频测量,同时将处理对象从平稳信号扩展到非平稳信号,具有重要的研究和应用价值。

3 方法原理

为提高频率估计的精度、抗噪性和扩大适用范围,本文提出的多段分频等长信号融合方法的基本步骤如下:

(1)由于各段信号的被测频率不等,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)在同频化处理之后,由于各段信号仍然不能相连构成一段相位连续的信号,导致现有方法得到的频谱主瓣很宽,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数、降低了实际计算的精度,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)搜索功率谱矩阵的最大元素,则其对应频率即为本方法的频率估计结果。

为便于叙述,本文以单频信号为例对本方法的具体原理进行说明(由于本方法是线性的,具有可加性,因此下文分析的结果同样适用于多频信号)。

3.1 生成频域分析参数矩阵实现同频化

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 ,则可确定一个频谱分析序列 f_a ,其序列长度为 K ,且满足:

$$f_2/(1+C_0) \leq f_a(k), k \in [1, K] \leq \frac{f_2}{(1-C_0)} \quad (2)$$

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 $f_a(k)$ 处的傅立叶变换为:

$$F_1(1, k) = \sum_{a=1}^D x_0 a e^{-\frac{j2\pi f_a(k)}{f_s}} \quad (3)$$

由于各段信号的被测频率不等,所以求取 x_0 的其他段信号在频率 $f_a(k)$ 处的傅立叶变换没有意义,为此提出一个 $M \times K$ 维的频域分析参数矩阵 f_A ,其第 (m, k) 位置处的元素:

$$f_A(m, k) = \frac{f_a(k)}{p(m)} \quad (4)$$

然后求取 x_0 的第 m 段信号在频率 $f_A(m, k)$ 处的傅立叶变换:

$$F_1(m, k) = \sum_{a=1}^D x_0 [B(m) + a] e^{-j2\pi f_A(m, k) f_s} \quad (5)$$

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

3.2 设计相位差补偿因子矩阵克服相位不连续

采用同频化处理后, x_0 和 x_1 具有很强的相似性,同样也面临着相位不连续的问题。相位不连续是指不能将 x_1 中 M 段信号相连构成一段长度为 B_0 的连续同频信号。由此导致采用频谱平均法处理 x_1 得到频谱效果较差,与连续信号的频谱相比,主瓣很宽且抗噪性差。为此,本文提出相位差补偿因子矩阵 $U_0(m, k)$,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 令 $D_1(m) = \text{round}[D/p(m)]$,其中函数 $\text{round}(t)$ 表示距离正数 t 的最近整数; $B_1(s) = \sum_{m=1}^{s-1} D_1(m)$, $s \in [1, M+1]$, $B_2 \in B_1(M+1)$ 。设有一段长为 B_2 的连续信号 x_2 :

$$x_2(b) = \cos[\theta(1) + 2\pi f_1 b/f_s], b \in [1, B_2] \quad (6)$$

x_2 在频率 $f_a(K)$ 处的傅立叶变换为:

$$\omega_1(k) = \sum_{b=1}^{B_2} x_1(b) e^{-j2\pi b f_a(k) f_s} \quad (7)$$

对 $F_1(m, k)$ 进行相位差补偿后,得到修正频谱为:

$$\omega_2(k) = \sum_{m=1}^M [e^{-jU_0(m, k)} F_1(m, k)] \quad (8)$$

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,计算公式如下:

$$U_0(m, k) = \theta(m) - \theta(1) - 2\pi B_1(m) [f_1 - f_a(K)]/f_s \quad (9)$$

则:

$$\omega_2(k) \approx \omega_1(k) \quad (10)$$

证明 首先,将 $\omega_1(k)$ 变形。因为 x_2 可分割为 M 段相位首尾相连的信号,故:

$$\begin{aligned} \omega_1(k) &= \sum_{b=1}^{B_2} \cos[\theta(1) + 2\pi f_1 b/f_s] e^{-j2\pi b f_a(k) f_s} = \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{a=1}^{D_1(m)} \cos[\theta(1) + 2\pi f_1 [B_1(m) + a] f_s] e^{-j2\pi [B_1(m) + a] f_a(k) f_s} = \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{a=1}^{D_1(m)} 0.5 e^{-j[\theta(1) + 2\pi f_1 [f_a(k) B_1(m) + a] f_s]} + 0.5 e^{j[\theta(1) + 2\pi f_1 [f_a(k) B_1(m) + a] f_s]} \end{aligned} \quad (11)$$

高频部分对频谱的影响可以忽略,只需对低频部分进行频

谱分析。仅保留上式中的低频部分得到:

$$\begin{aligned} \omega_1(k) &\approx \sum_{m=1}^M \sum_{a=1}^{D_1(m)} 0.5 e^{j[\theta(1) + 2\pi f_1 [B_1(m) + a] f_s]} \approx \\ &= \sum_{m=1}^M 0.5 e^{j[\theta(1) + 2\pi f_1 B_1(m) f_s]} \sum_{a=1}^{D_1(m)} e^{j2\pi f_1 a} \approx \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\sin[g_1 D_1(m)]}{2\sin(g_1)} e^{j[\theta(1) + g_1 [2B_1(m) + D_1(m) + 1]]} \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $g_1 = \pi [f_1 - f_a(k)]/f_s$ 。然后,将 $F_1(m, k)$ 化简如下:

$$\begin{aligned} F_1(m, k) &= \sum_{a=1}^D x_0 [B(m) + a] e^{-j[2\pi f_A(m, k) f_s] a} = \\ &= \sum_{a=1}^D 0.5 e^{-j[\theta(m) + 2\pi f_A(m, k) f_s] a} + 0.5 e^{j[\theta(m) + 2\pi f_A(m, k) f_s] a} \end{aligned} \quad (13)$$

同样仅保留上式中的低频部分得到:

$$F_1(m, k) \approx \sum_{a=1}^{D(m)} e^{j[\theta(m) + 2\pi f_A(m, k) f_s] a} \quad (14)$$

再将 $\omega_2(k)$ 变形如下:

$$\omega_2(k) \approx 0.5 \sum_{m=1}^M \{ e^{-jU_0(m, k)} \sum_{a=1}^D e^{j[\theta(m) + 2\pi f_A(m, k) f_s] a} \} \quad (15)$$

因为 $D/p(m) \approx D_1(m)$ 、 $(D+1)/p(m) \approx D_1(m) + 1$, 则:

$$\begin{aligned} \omega_2(k) &\approx \sum_{m=1}^M \frac{\sin[g_1 D_1(m)]}{2\sin(g_1)} e^{j[\theta(m) - U_0(m, k) + g_1 [D_1(m) + 1]]} \approx \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\sin[g_1 D_1(m)]}{2\sin(g_1)} e^{j[\theta(1) + g_1 [2B_1(m) + D_1(m) + 1]]} \end{aligned} \quad (16)$$

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

3.3 生成搜索频率序列便于实际计算

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,本文认为 Y 具有如下特点:

(1) Y 的能量较均匀的分布于不同频率处,从而 Y 在不同 $f_a(k)$ 处的傅立叶变换具有相近的绝对值,即:

$$abs[Y_2(k_a)] \approx abs[Y_2(k_b)] \quad (17)$$

其中 $Y_2(k) = \sum_{a=1}^D Y e^{-j2\pi b f_a(k) f_s}$, $k_a, k_b \in [1, K]$, 函数 $abs(t)$ 表示复数 t

的幅值。事实上,由于 $f_a(k)$ 的取值范围较小,在一般情况尤其是白噪声情况下本特点均存在。

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

$$abs[Y_2(k_0)] \ll abs[F_1(m, k_0)] \quad (18)$$

其中 k_0 满足 $f_a(k_0) \approx f_1$ 。事实上,即使 SNR 较小(例如 $SNR = -8$ dB),由于 Y 的能量较均匀的分布于所有频率处,所以 Y 在某个很小频率范围内的能量很小,而 x_0 的能量主要集中于 f_1 附近。所以在一般情况下本特点均存在。

考虑到噪声和干扰的影响,则 $F_1(m, k)$ 的实际表达式应为:

$$F_2(m, k) = \sum_{a=1}^D \{ \cos[\theta(m) + 2\pi f_1 a/f_s] + Y \} e^{-j2\pi f_A(m, k) f_s} \quad (19)$$

显然,根据 $F_2(m, k)$ 不能得到 f_1 和 $\theta(m)$ 的精确估计值,而 $U_0(m, k)$ 中包含未知的 f_1 和 $\theta(m)$,所以 $U_0(m, k)$ 不能直接用于计算。为此,本文提出搜索频率序列 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 $\theta_1(r, m)$ 。然后将 $f_b(r)$ 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,作为 $U_0(m,$

k) 对应于 $f_b(r)$ 的估计值。

生成搜索频率序列便于实际计算的具体过程如下:

(1) 因为 $f_b(r)$ 同样也是 f_1 的估计值, 所以 $f_a(1) \leq f_b(r) \leq f_a(n_1)$, 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:

$$\theta_1(r, m) = \text{angle}\{F_2[m, h(r)]\} \quad (20)$$

其中函数 $\text{angle}(t)$ 表示复数 t 的相位。故若 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, 证明过程见性质 2。

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

$$U(r, m, k) = \theta_1(r, m) p(m) - \theta_1(r, 1) - 2g_2 B_1(m) - g_3 \quad (21)$$

其中 $g_2 = \pi[f_b(r) - f_a(k)]/f_s$, $g_3 = \pi[D_1(m) + 1][f_b(r) - f_a(h(r))]/f_s$ 。

(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(8)得到频谱 $\omega_3(r, k)$, 则 $\omega_3(r_0, k_0)$ 的幅值具有特定形式, 证明过程见性质 3。

性质 2 $\theta(m) - \theta_1(r_0, m) \approx -\pi[f_1 - f_a(h(r_0))]/f_s[D_1(m) + 1]$ (22)

证明 根据式(19)可知 $F_2(m, k) = Y_2(k) + F_1(m, k)$ 。因 $f_b(r_0) \approx f_1$, 即 $f_a[m, h(r_0)]$ 位于 x_0 的各段信号频谱的谱峰附近, 故根据式(18)可知:

$$F_2[m, h(r_0)] \approx F_1[m, h(r_0)] \approx \frac{\sin[g_1 D_1(m)]}{2\sin(g_1)} e^{j[\theta(m) + g_1[D_1(m) + 1]]} \quad (23)$$

故 $\theta_1(r_0, m) = \text{angle}\{F_2[m, h(r_0)]\} \approx \theta(m) + \pi[f_1 - f_a(h(r_0))]/f_s[D_1(m) + 1]$, 证毕。

性质 3 令 $\bar{D}_1 = \text{round}[\text{mean}(D_1)]$, 其中函数 $\text{mean}(t)$ 表示实数序列 t 的平均值, $G(r, k) = \frac{\sin(g_1 \bar{D}_1)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2 B_2)}{\sin(g_2 \bar{D}_1)}$, 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(8)得到:

$$\omega_3(r, k) = \sum_{m=1}^M [e^{-jU(r, m, k)} F_2(m, k)] = \sum_{m=1}^M \frac{\sin(g_1 D_1(m))}{2\sin(g_1)} e^{j[\theta_1(r, 1) + g_1[2B_1(m) + D_1(m) + 1] - \theta_1(r, m) + \pi[f_1 - f_a(r)]/f_s[D_1(m) + 1] + \theta(m) + g_3]} + 0.5 \sum_{m=1}^M e^{-jU(r, m, k)} Y_2(k) \quad (24)$$

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

$$\omega_3(r, k) = Y_3(r, k) + \frac{\sin(g_1 \bar{D}_1)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2)}{\sin(g_2 \bar{D}_1)} \sum_{m=1}^M \frac{\sin[g_1 D_1(m)]}{\sin(g_1 \bar{D}_1)} \frac{\sin(g_2 \bar{D}_1)}{\sin[g_2 D_1(m)]} \frac{\sin(g_2 D_1(m))}{\sin(g_2)} \quad (25)$$

$$e^{j[g_2[2B_1(m) + D_1(m) + 1] + \pi[f_1 - f_a(r)]/f_s[D_1(m) + 1] + \theta(m) + \theta_1(r, 1) - \theta_1(r, m) + g_3]}$$

因为 $f_a(k_0) \approx f_1$ 且 $f_b(r_0) \approx f_1$, 即 $f_a(k_0)$ 和 $f_b(r_0)$ 均在 f_1 附近, 故:

$$\left. \frac{\sin[g_1 D_1(m)]}{\sin(g_1 \bar{D}_1)} \frac{\sin(g_2 \bar{D}_1)}{\sin[g_2 D_1(m)]} \right|_{r_0, k_0} \approx 1 \quad (26)$$

则由式(25)可知:

$$\omega_3(r_0, k_0) \approx \frac{\sin(g_1 \bar{D}_1)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2)}{\sin(g_2 \bar{D}_1)} \sum_{m=1}^M \frac{\sin[g_2 D_1(m)]}{\sin(g_2)} \quad (27)$$

$$e^{j[\pi[f_1 - f_a(r)]/f_s[D_1(m) + 1] + \theta(m) + \theta_1(r, 1) - \theta_1(r, m) + g_2[2B_1(m) + D_1(m) + 1]]}$$

因 $f_b(r_0) \approx f_1$, 故根据性质 2 可知:

$$\pi[f_1 - f_b(r)]/f_s[D_1(m) + 1] + \theta(m) - \theta_1(r, m) + g_3 \approx \pi[f_1 - f_b(r)]/f_s[D_1(m) + 1] - \pi[f_1 - f_a(h(r))]/f_s[D_1(m) + 1] + g_3 \approx 0 \quad (28)$$

则式(27)变形如下:

$$\omega_3(r_0, k_0) \approx \frac{\sin(g_1 \bar{D}_1)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2)}{\sin(g_2 \bar{D}_1)} \sum_{m=1}^M \frac{\sin[g_2 D_1(m)]}{\sin(g_2)} \approx e^{j[\theta_1(r, 1) + g_2[2B_1(m) + D_1(m) + 1]]} \frac{\sin(g_1 \bar{D}_1)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2)}{\sin(g_2 \bar{D}_1)} \sum_{b=1}^{B_2} e^{j[\theta_1(r, 1) + 2\pi f_1(r) b / f_s - 2\pi f_1(k) / f_s]} \approx \frac{\sin(g_1 \bar{D}_1)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2)}{\sin(g_2 \bar{D}_1)} \frac{\sin(g_2 B_2)}{2\sin(g_2)} e^{j[\theta_1(r, 1) + g_2(B_2 + 1)]} \approx \frac{\sin(g_1 \bar{D}_1)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin(g_2 B_2)}{\sin(g_2 \bar{D}_1)} e^{j[\theta_1(r, 1) + g_2(B_2 + 1)]}$$

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

3.4 进行幅值比较得到频率估计结果

根据性质 3 给出的幅值表达形式 $G(r, k)$, 找到 $\omega_3(r, k)$ 中的最大元素, 则由性质 4(见下)可知该元素的对应频率即为 f_1 的估计值。

性质 4 设函数 $\text{MAX}(t)$ 表示矩阵 t 中绝对值最大的元素的绝对值, 若 $\text{abs}[\omega_3(r_1, k_1)] = \text{MAX}\{\text{abs}[\omega_3(r, k)]\}$, 则:

$$f_b(r_1) \approx f_1 \quad (29)$$

证明 由式(24)可知:

$$\omega_3(r, k) = Y_3(r, k) + \sum_{m=1}^M \frac{\sin[g_1 D_1(m)]}{\sin(g_1)} e^{j[\theta_1(r, 1) + g_2[2B_1(m) + D_1(m) + 1] - \theta_1(r, m) + \pi[f_1 - f_a(r)]/f_s[D_1(m) + 1] + \theta(m) + g_3]} \quad (30)$$

则:

$$\text{abs}[\omega_3(r, k)] \leq \text{abs}[Y_3(r, k)] + \text{abs}\left\{\sum_{m=1}^M \frac{\sin[g_1 D_1(m)]}{2\sin(g_1)}\right\} \leq \text{abs}[Y_3(r, k)] + \frac{B_2}{2} \quad (31)$$

$$\text{abs}[Y_3(r, k)] + \frac{B_2}{2}$$

因 $f_a(k_0) \approx f_1$ 且 $f_b(r_0) \approx f_1$, 则根据式(28)可知:

$$\omega_3(r_0, k_0) = Y_3(r_0, k_0) + \frac{\sin[g_1 D_1(m)]}{2\sin(g_1)} \sum_{m=1}^M e^{j[\theta_1(r, 1) + g_2[2B_1(m) + D_1(m) + 1]]} = Y_3(r_0, k_0) + \frac{\sin(g_1 \bar{D}_1)}{2\sin(g_1)} \frac{\sin[g_2 B_1(M + 1)]}{\sin(g_2 \bar{D}_1)} \sum_{m=1}^M e^{j[\theta_1(r, 1) + g_2[2B_1(M + 1) + 1]]} \approx Y_3(r_0, k_0) + \frac{M \sin(g_1 \bar{D}_1)}{2\sin(g_1)} e^{j[\theta_1(r, 1) + g_2[B_1(M + 1) + 1]]} \approx Y_3(r_0, k_0) + \frac{B_2}{2} e^{j[\theta_1(r, 1) + g_2[B_1(M + 1) + 1]]}$$

根据式(17)和式(18), 可认为:

$$\text{abs}[Y_3(r, k)] - \text{abs}[Y_3(r_0, k_0)] < \frac{B_2}{2} \quad (32)$$

故 $\text{abs}[\omega_3(r_0, k_0)] \approx \text{MAX}\{\text{abs}[\omega_3(r_0, k)]\}$, $\text{abs}[\omega_3(r_0, k_0)] \geq \text{abs}[\omega_3(r, k)]$ 。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。

4 方法流程

基于上文的理论推导,即可得出用于频率估计的一种多段分频等长信号融合方法,其流程如图3所示。

- (1)根据 f_1 的初始经验估计值 f_2 及其最大相对估计误差确定 $f_a(k)$, $f_b(m, k)$ 和 $f_c(r)$;
- (2)将各段信号进行 $f_a(m, k)$ 频率处的频谱分析(例如 Chirp-Z 变换),得到 $F_2(m, k)$;
- (3)根据 $F_2(m, k)$ 和 $f_b(r)$ 得到 $\theta_1(r, m)$;
- (4)生成 $U(r, m, k)$ 并计算 $\omega_3(r, k)$;
- (5)取 $\omega_3(r, k)$ 的最大元素对应的搜索频率 $f_b(r_1)$, 而 $f_b(r_1)$ 就是 f_1 的估计结果。

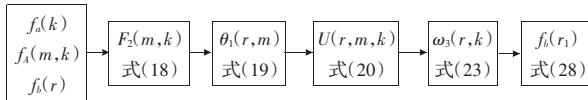


图3 用于频率估计的多段分频等长信号融合方法流程

5 仿真实验

对本文方法,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,进行这三种方法之间的仿真对比实验。需要特别说明的是,本文方法和频谱平均法的处理对象为多段分频等长信号,而直接相位积累法的处理对象的频率比为1,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。除此之外,三种方法的工作条件完全相同,以最大程度的保证三种实验结果(分别代表三种方法的性能)之间的可比性。

5.1 低信噪比条件下的对比实验

为测试三种方法(即频谱平均法、直接相位积累法和本文方法)在较低信噪比条件的频率估计精度,将实验参数取表1所示的一般设定值,进行1000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三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	f_1	C	f_s	D	M	C_0	p	$\theta(m)$
设定值	-5 dB	10 MHz	-0.05	40 MHz	50 点	4 段	0.1	[1 1.05 1.12 1.09]	满足幅度为 2π 的高斯分布

实验结果如图4所示,可以看出,当信噪比为-5 dB时:

- (1)本文方法的精度比前两种方法有较大提高,三种方法的标准差依次为522.45 KHz, 247.39 KHz, 85.80 KHz,即本文方法的误差仅为频谱平均法的约1/6,仅为直接相位积累法的

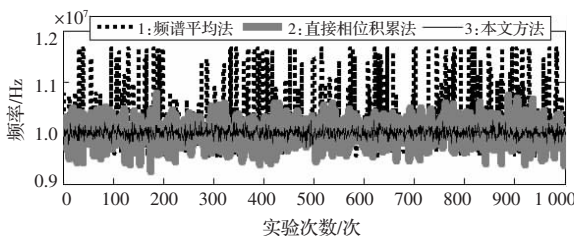


图4 低信噪比条件下三种方法的频率估计结果对比

约1/3;

- (2)曲线3的突出毛刺极少,说明本文方法的误差较好的保持在一个较小的范围内。

5.2 不同信噪比条件下的对比实验

为测试三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1000次随机实验。各组实验的信噪比如图5的横坐标所示,其余参数的取值参见表1。

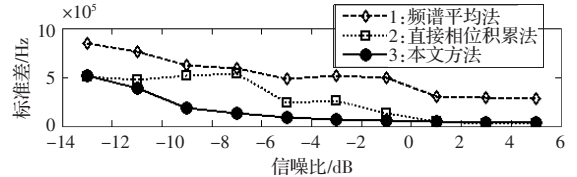


图5 不同信噪比时三种方法的频率估计标准差对比

实验结果如图5所示,可以看出:

- (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,所以本文方法与其精度相当;
- (2)当信噪比处于1 dB~-11 dB时,本文方法精度较好。

5.3 不同单段信号长度条件下的对比实验

为测试三种方法在不同单段信号长度条件下的频率估计精度,进行了10组实验,每组实验包括1000次随机实验。各组实验的单段信号长度如图6的横坐标所示,其余参数的取值参见表1。

实验结果如图6所示,可以看出,随着单段信号长度的增加,三种方法的精度都有所提高,而尤以本文方法的精度最高。

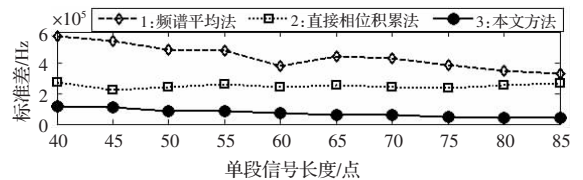


图6 不同单段信号长度时三种方法的频率估计标准差对比

5.4 对多种应用环境状态的适应性实验

为测试本文方法在不同应用环境状态下的频率估计精度,进行了3类实验,每类实验包括10组实验,每组实验包括1000次随机实验。第1类实验的测试内容为不同 f_1 条件下本文方法的频率估计精度,各组实验的 f_1 的取值如表2中的第2行所示,其余参数的取值参见表1,得到的标准差曲线如图7中的曲线1所示;第2类实验的测试内容为不同 C 条件下本文方法的频率估计精度,各组实验的 C 的取值如表2中的第3行所示,其余参数的取值参见表1,得到的标准差曲线如图7中的曲线2所示;第3类实验的测试内容为不同 f_s 条件下本文方法的频率估计精度,各组实验的 f_s 的取值如表2中的第4行所示,其余参数的取值参见表1,得到的标准差曲线如图7中的曲线3所示。

表2 三类实验中发生变化参数的取值

类别	组别									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f_1 /MHz	7.5	8	8.5	9	9.5	10	10.5	11	11.5	12
C/%	-9	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7	9
f_s /MHz	50	48	46	44	42	40	38	36	34	32

实验结果如图7所示,可以看出:

- (1)如曲线1所示,当被测频率发生变化时,本文方法的标

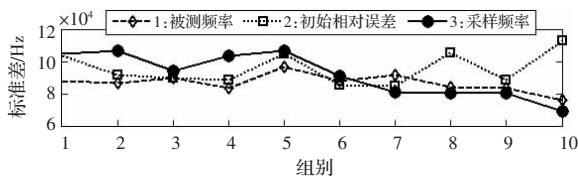


图7 不同应用环境状态下本文方法的标准差变化

准差始终保持平稳,说明本文方法能较好的适用于不同的被测频率环境;

(2)如曲线2所示,当初始相对误差发生变化时,本文方法的标准差始终保持平稳,且当 $|C_0| \approx C$ 时仍能保持标准差控制在较小范围内(例如曲线2的第1点和第10点),说明本文方法能较好的适用于不同的初始相对误差环境;

(3)如曲线3所示,当采样频率减小时,本文方法的标准差也逐渐减小,原因是采样时间的延长能提高频率估计的精度。

6 结论

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,本文提出了一种多段分频等长信号融合方法,能提高频率估计精度和扩展适用范围。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、生成搜索频率序列和进行幅值比较四项技术措施及其应用原理的数学论证。

仿真实验表明,本文方法抗噪性好、频率估计误差仅为现

有方法的约1/3~1/6。本文方法能普遍适用于多段降频等长信号,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,具有重要的理论意义和实用价值。

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.
- [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] 郭敏, 马远良, 朱霖. 基于数据融合及小波变换的医学超声图像去噪方法[J]. 计算机工程与应用, 2006, 42(6): 13-15.
- [4] 杨露菁, 余华. 多源信息融合理论与应用[M]. 北京邮电大学出版社, 2006: 132-141.
- [5] 曹一涛, 薛安克, 林岳松. 声传感器网络目标定位算法实现研究[J]. 计算机工程与应用, 2007, 43(8): 164-167.
- [6] Fowler M L. Phase-based frequency estimation; a review[J]. Digital Signal Processing, 2002, 12: 590-615.
- [7] Aboutanos E, Mulgrew B. Iterative frequency estimation by interpolation on Fourier coefficients[J]. Signal Processing, 2005, 53(4): 1237-1242.
- [8] Gunawan D D S. Sinusoidal frequency estimation based on the time derivative of the STFT phase response[J]. Information, Communications and Signal Processing, 2005: 1452-1456.
- [9] 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.

(上接93页)

表2 延迟测试模式下的时钟配置

时钟域	目标频率/MHz	时钟源	测试频率/MHz
DSP	182	PLL2	182
核逻辑	253.5	PHX3	252.6
ARM	253.5	PLL1	272
高性能总线	253.5/2	PLL1	136
多媒体控制逻辑1	96	PHX2	96
多媒体控制逻辑2	96	PHX3	96
外部存储器单元	126.75	PHX4	124.8
高性能总线外设接口1	69.33	PLL2	69.33
低速总线外设接口1	52	PLL2	52
低速总线外设接口2	52	PLL2	52
高性能总线外设接口2	253.5/2	PLL1	136
管脚控制逻辑	78	PLL1	69.33
混合信号逻辑	104	PLL3	104

(1)因为延迟测试模块的主要目标是简化时钟约束和时序验证,因而实现之前最好与版图和静态时序方面的专家进行沟通;

(2)门控时钟和同步单元的实现最好是与特定库无关;

(3)如果扫描链在RTL已经是“硬布线”的,在扫描链的尾部需要一个LOCK-UP单元;

(4)对在设计中的不同的功能时钟输入这个模块可以在设计的不同部分多次实例化;

(5)延迟测试模块本身的可测性问题也需要考虑到。尽管主要的时钟多选器和使能逻辑不是扫描可测的,但是时钟脉冲

过滤逻辑部分是扫描可测的。

本文主要描述了面向转换和路径故障模型的基于扫描的延迟测试模块的设计要求和设计实现,通过选择片上PLL产生的功能时钟并通过一个无毛刺的多选逻辑应用于捕捉阶段,时钟脉冲过滤逻辑产生捕捉阶段需要的时钟个数,来满足延迟测试的需求。

参考文献:

- [1] Crouch A L. Design-for-test for digital IC's and embedded core systems[M]. [S.L.]: Prentice Hall PTR, 1999.
- [2] International Technology Roadmap for Semiconductor[R]. 2003.
- [3] Tendolkar N, Woltenberg R, Raina R, et al. Scan-based at-speed testing for the fastest chips[EB/OL]. [2007-04]. <http://www.mentor.com/dft>.
- [4] Vorisek V, Koch T, Fischer H. At-speed testing of SOC ICs[C]//Proceedings of the Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition Designers' Forum, 2004: 120-125.
- [5] Tendolkar N, Molyneux R, Pyron C, et al. At-speed testing of delay fault for motorola's MPC7400, a PowerPC Microprocessor[C]//Proceedings of the 18th IEEE VLSI Test Symposium, 2000: 3-8.
- [6] Lin X, Press R, Rajsaki J, et al. High-frequency, at-speed scan testing[J]. IEEE Design and Test, 2003: 17-25.
- [7] Saxena J, Butler K M, Jayaram V B, et al. A case study of ir-drop in structured at-speed testing[C]//Proceedings of ITC 2003: 1098-1104.
- [8] Mentor Tool Documentation and Application Note[EB/OL]. [2007-04]. <http://www.mentor.com>.