

引用格式:李岳峰,王国宏,张翔宇,等. LFM 信号瞬时频率估计的改进  $N$  阶相位差分法[J]. 电光与控制,2018,25(1):14-18, 22. LI Y F, WANG G H, ZHANG X Y, et al. Instantaneous frequency estimation for LFM signals based on improved phase-difference algorithm[J]. Electronics Optics & Control, 2018, 25(1):14-18, 22.

## LFM 信号瞬时频率估计的改进 $N$ 阶相位差分法

李岳峰, 王国宏, 张翔宇, 杨忠  
(海军航空大学信息融合研究所, 山东 烟台 264001)

**摘要:** 针对现有相位差分法在低信噪比条件下估计线性调频(LFM)信号瞬时频率性能明显下降的问题,提出了一种改进的基于  $N$  阶相位差分法的瞬时频率估计算法。首先,在相位重构的基础上,针对信噪比阈值引起的频率突变问题,设置自适应的累积增量门限来确定频率突变位置,并利用循环迭代进行插值修正;然后,通过高阶的相位差分估计瞬时频率,以充分利用重构相位包含的跳变信息,并采用迭代变权最小二乘的方法进行线性拟合;最后,引入自适应的思想来处理不同频率的输入信号,增强处理低频输入信号的能力。仿真结果表明,相对于现有相位差分法,改进  $N$  阶相位差分法在保持低运算量的同时提升了抗噪性能,对输入信噪比的下限要求降低了约 4 dB。

**关键词:** 线性调频信号; 瞬时频率估计; 频率突变; 相位差分

中图分类号: TN911.7 文献标志码: A doi:10.3969/j.issn.1671-637X.2018.01.004

## Instantaneous Frequency Estimation for LFM Signals Based on Improved Phase-Difference Algorithm

LI Yue-feng, WANG Guo-hong, ZHANG Xiang-yu, YANG Zhong  
(Institute of Information Fusion, Naval Aeronautical University, Yantai 264001, China)

**Abstract:** In view of the existing phase-difference algorithm's dramatic performance degradation in instantaneous frequency estimation for Linear Frequency Modulation (LFM) signals when Signal-Noise Ratio (SNR) is low, an improved algorithm is proposed based on  $N$ -order phase-difference. Firstly, based on phase reconstruction, the adaptive incremental threshold is set up to confirm the frequency ambiguity position for the frequency mutation caused by SNR threshold, and the loop iteration is utilized for interpolation correction. Then, instantaneous frequency is estimated by high-order phase difference by phase jump information, and the iterative reweighted least square method is used for linear fitting. Finally, the idea of self-adaptation is introduced to deal with input signals with different frequencies, especially with low frequency. Simulation results show that, compared with existing phase-difference method, the proposed algorithm can keep low computational complexity while improving anti-noise performance, and the lower limit of input SNR requirement reduces by 4 dB approximately.

**Key words:** Linear Frequency Modulation (LFM) signal; instantaneous frequency estimation; frequency mutation; phase-difference

### 0 引言

线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号是最常见的非平稳信号之一,具有大时宽带宽积、低峰

值功率、距离分辨率高等优良特性,而瞬时频率则是描绘非平稳信号瞬时特性的重要依据。因此,在复杂电磁环境下,实现 LFM 信号瞬时频率的快速精确估计<sup>[1-2]</sup>是雷达信号脉内细微特征分析中的一项重要任务,在雷达和电子对抗等领域具有广泛应用。

现有的瞬时频率估计方法主要有相位法、谱峰检测法、基于 Hilbert-Huang 变换的局域波分解法等<sup>[3-4]</sup>。其中:相位法包括相位差分法<sup>[5-8]</sup>和相位建模法<sup>[9]</sup>等;谱峰检测法包括基于魏格纳-维利分布(Wigner-Ville Distribution, WVD)<sup>[10]</sup>的谱峰检测以及基于短时傅里

收稿日期:2017-01-23

修回日期:2017-09-15

基金项目:国家自然科学基金(61731023, 61372027, 61501489, 61671462, 61701519);“泰山学者”建设工程专项经费

作者简介:李岳峰(1992—),男,山东烟台人,硕士,研究方向为信息融合、雷达组网。

叶变换的谱峰检测<sup>[11]</sup>等。谱峰检测法、Hilbert-Huang 变换法、相位建模法虽可获得较高精度的频率估计值,但却有运算量大,实时性差的缺点。相比而言,相位差分法运算量小,实时性好,便于硬件实现,但该方法对噪声很敏感,低信噪比条件下性能很差,多应用于高信噪比情况。

针对这种情况,文献[6]为解决归一化频率绝对值较高时的高信噪比阈值问题,提出一种自适应门限相位解卷叠的相位差分法;文献[7]根据不同时刻噪声的不相关性,提出一种利用多点平均减小测频误差的相位差分法;文献[8]为使估计偏差在一定条件下可以达到克拉美罗界,采用平滑相位差分法估计瞬时频率。然而上述改进算法虽在一定程度上提升了相位差分法的抗噪性,但大都要求信噪比高于 8 dB,仍无法保证低信噪比下的估计精度。

针对这个问题,本文提出一种改进的基于  $N$  阶相位差分法的瞬时频率估计算法。通过挖掘各点相位间的相关信息对突变值进行修正,接着采用高阶相位差分的方式充分利用相位包含的变化信息,并通过循环迭代更新权值来减小异常值对拟合的影响。自适应思想的引入进一步增强了算法处理低频信号的能力。该方法在保持低运算量优势的同时,提高了相位信息利用率,进而提升了原相位差分法在较低信噪比条件下的瞬时频率估计性能。

## 1 算法原理

### 1.1 LFM 信号的瞬时数学模型

假设加噪的 LFM 信号为

$$r(t) = s(t) + n(t) = Ae^{j\phi(t)} [u(t) - u(t-T)] + n(t) \quad (1)$$

式中: $A$  为 LFM 信号的幅度;瞬时相位  $\phi(t) = \pi kt^2 + 2\pi f_0 t + \varphi$ ,  $k$  为信号的调频斜率,  $f_0$  为信号初始频率,  $\varphi$  为相位初始值;  $T$  表示脉冲宽度; LFM 信号为宽带信号, 带宽  $B = kT$ ; 高斯复噪声  $n(t) = n_c(t) + jn_s(t)$ 。则 LFM 信号的瞬时频率为

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} = f_0 + kt \quad (2)$$

因此, LFM 信号的瞬时相位为一条关于时间  $t$  的二次曲线, 瞬时频率是一条以调频斜率  $k$  为斜率的关于  $t$  的直线。接收信号  $r(t)$  的瞬时相位  $p(t)$  为

$$p(t) = \arctan \left[ \frac{\text{Im}[r(t)]}{\text{Re}[r(t)]} \right] \quad (3)$$

式中,  $\text{Im}[\ ]$  和  $\text{Re}[\ ]$  分别表示取虚部和取实部。

但在实际计算时, 由于存在相位模糊现象, 根据式(3)计算出的相位值并非真实相位, 只是折叠后的相位。因此, 本文采用文献[5]中的相对无模糊相位重

构算法进行相位重构。此法在无噪声情况下可较为精确地恢复出信号真实相位, 但当存在噪声时却可能产生相位反转, 导致无法恢复真实相位值。

### 1.2 消除信噪比阈值频率突变的改进方法

1.2.1 引入消除信噪比阈值频率突变修正措施的原因

在相位重构的基础上发现, 原始相位差分法在低信噪比 ( $R_{s,N} < 8$  dB) 情况下, 相位重构后的 LFM 信号瞬时相位已经完全失去了应有的二次曲线形状。大量的仿真调试证明了确实存在文献[12]提到的一种现象, 即在应用相位解模糊算法时, 相位差分后的频率会随差分阶数  $N$  的增加与信噪比的降低而出现越来越多的错误突变, 在采用 10 阶相位差分法时, 信噪比的阈值约为 6.5 dB。

1.2.2 消除信噪比阈值频率突变的改进算法流程

为了消除上述频率突变, 参考文献[12]并对其加以改进, 提出了消除信噪比阈值频率突变的改进方法。相对原频率突变修正算法固定门限值的单循环修正处理, 本文算法采用自适应门限值的多次循环修正的改进措施, 具体步骤如下所述。

首先, 测量解模糊后各点的重构相位与其前一点重构相位的累积增量, 并设置一个自适应的门限  $\pi/i$  ( $i$  表示迭代次数), 若其累积增量大于或等于该门限值, 就判定成一个错误的频率突变, 从而确定解模糊后错误的频率突变位置; 然后, 把错误坐标返回给未解模糊的瞬时相位, 在突变点处完成插值操作替代原来的突变值; 最后, 重新对瞬时相位解模糊, 更新重构的相位值。

在此基础上, 经过多次循环迭代, 即可逐步剔除频率突变值, 并插入相关性更强且更为合理的取值, 使得重构后的瞬时频率曲线变得越来越平滑, 即可很大程度上消除由信噪比阈值引起的频率突变现象。改进后的修正算法流程如图 1 所示。

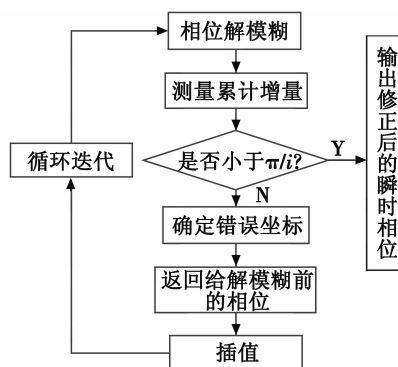


图 1 消除信噪比阈值频率突变的改进方法  
Fig. 1 The improved way to eliminate the frequency ambiguity caused by SNR threshold value

### 1.3 N阶相位差分

在获得相对无模糊瞬时相位的基础上,下一步拟通过相位差分方法估计信号的瞬时频率。

考虑到高斯白噪声具有各时刻互不相关的统计特性,为了将重构相位包含的跳变信息进行充分利用,进而提高相位差分法在低信噪比条件下的抗干扰能力,本文采用多重相位差分的方法估计瞬时频率。 $N$ 阶相位差分后的瞬时频率估计值为

$$\begin{cases} f^N(i) = \frac{\sum_{j=1}^N p_{i+j} - \sum_{j=0}^{N-1} p_{i-j}}{2N^2\pi} \\ f = \frac{\sum_{j=1}^N p_{i+j} - \sum_{j=0}^{N-1} p_{i-j}}{2N^2\pi} f_s \end{cases} \quad (4)$$

式中: $p_{i+j}$ 和 $p_{i-j}$ 分别表示第 $i+j$ 和第 $i-j$ 个采样时刻的重构相位; $f_s$ 表示采样频率。而在实际问题中,因为存在各种各样的噪声,所以 LFM 信号  $N$  阶相位差分后估计的瞬时频率并不是理想的直线。

### 1.4 迭代变权最小二乘线性拟合

为了克服低信噪比条件下由于过多异常值而造成的常规最小二乘线性拟合性能明显下降的问题,本文采用迭代变权最小二乘线性拟合的方法来提升瞬时频率估计在低信噪比情况下的性能。

假设  $N$  阶相位差分后提取的瞬时频率点为  $(i, \hat{f}_i)$ , 第  $k$  次迭代过程可以理解为求最小值点的过程,即求出使式(5)加权残差平方和最小的  $a_k$  与  $b_k$ , 即

$$J_w^k(a_k, b_k) = \sum_{i=1}^I w_i^k [\hat{f}_i - (a_k + ib_k)]^2 \quad (5)$$

式中, $J_w^k(a_k, b_k)$ 表示第 $k$ 次迭代加权后的残差平方和, $a_k, b_k$ 分别表示第 $k$ 次迭代加权后拟合直线的截距和斜率估计值。

式(5)等号两边分别对 $a_k$ 和 $b_k$ 求偏导数并置零,即

$$\frac{\partial J_w^k(a_k, b_k)}{\partial a_k} = \frac{\partial \left\{ \sum_{i=1}^I w_i^k [\hat{f}_i - (a_k + ib_k)]^2 \right\}}{\partial a_k} = 0 \quad (6)$$

$$\frac{\partial J_w^k(a_k, b_k)}{\partial b_k} = \frac{\partial \left\{ \sum_{i=1}^I w_i^k [\hat{f}_i - (a_k + ib_k)]^2 \right\}}{\partial b_k} = 0 \quad (7)$$

联立式(6)和式(7),可得矩阵形式

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_2 & s_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_k \\ a_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中, $s_1 = \sum_{i=1}^I i^2 w_i^k, s_2 = \sum_{i=1}^I i w_i^k, s_3 = \sum_{j=1}^I j w_j^k \hat{f}_j, s_4 = \sum_{j=1}^I \hat{f}_j w_j^k,$

$s_5 = \sum_{j=1}^I w_j^k, w_i^k$ 为第 $k$ 次迭代的加权系数。

求解可得

$$\begin{cases} a_k = \frac{s_1 * s_4 - s_2 * s_3}{s_1 * s_5 - s_2 * s_2} \\ b_k = \frac{s_5 * s_3 - s_2 * s_4}{s_1 * s_5 - s_2 * s_2} \end{cases} \quad (9)$$

为了在减小异常值权重的同时增大正常值的权重,参考文献[13],迭代过程中赋予的权值为

$$w_i^k = \frac{1}{(|\hat{f}_i - f_i^{k-1}| + \delta_1)} \quad (10)$$

式中: $f_i^{k-1} = a_{k-1} + ib_{k-1}$ 表示第 $i$ 段频率在第 $k-1$ 次迭代时的瞬时频率的估计值, $i = 1, 2, \dots, I; \delta_1$ 是为了防止分母出现0而设置的修正因子,一般情况下 $\delta_1 = 1$ 。

假设循环迭代 $m$ 次,将逐次变化的 $w_i^k, a_k, b_k$ 依次代入式(5)即可得到最终的瞬时频率估计参数值 $a_m, b_m, f_i^m, i = 1, 2, \dots, I$ 。此时,起始频率 $f_0$ 及调频斜率 $k$ 的估计值为: $f_0 = a_m + b_m, k = b_m/T_s$ 。其中, $T_s$ 表示抽样间隔。

### 1.5 自适应参数调节

在上文算法的基础上,通过仿真发现了一种现象:当输入信号的频率较低,或者在满足采样定理的条件下,采样频率相对信号频率较高时,由于两个采样点的间隔很小,二者的幅值差异也会很小,导致相邻两点极易受到噪声干扰而发生相位的模糊甚至颠倒,进而增大相位估计的误差。

针对这个问题,本文提出一种自适应的处理方法:

1) 针对低频输入信号的情况,当信号频率在 $0 \sim f_s/4$ 区间时,系统对已采样的信号点再进行二抽取,即每隔一个采样点再抽取一个点进行处理;

2) 当信号频率在 $f_s/4 \sim f_s/2$ 区间时,这种干扰现象的影响很小,可忽略不计,无需再进行抽取。

为了使算法在各种信噪比条件下均具有较小的运算量和较强的抗噪性能,考虑到高信噪比条件下引入修正补偿意义不大且会增加运算量,本算法自适应地设置相应优化后的参数,仅在低信噪比时引入修正补偿。

没有进行更大长度抽取的原因为:一方面,更大的抽取长度对应的信号适用频带会更窄,因此意义不大;另一方面,更大的抽取长度将对更多种的抽取选择,在硬件实现时,需要更多路的并行实现,实际上增加了算法运算量和硬件要求,不适合以运算量小、实现简单为优点的本方案。

## 2 仿真验证与分析

### 2.1 仿真参数设置

假设 LFM 信号的瞬时频率按照算法进行估计。

为了验证算法有效性,本文利用 Matlab 进行 1000 次蒙特卡罗实验。LFM 信号的起始频率  $f_0$  为  $3 \times 10^6$  Hz,调频斜率  $k$  为  $4 \times 10^{10}$  Hz/s,采样频率  $F_s$  为  $62.5 \times 10^6$  Hz,采样间隔  $T_s = 1/F_s$ ,采样点数  $N$  为 2048,脉冲宽度  $T = N \times T_s$ 。

在评价本实验的参数估计性能优劣时,本文采用根均方误差(RMSE)和百分比误差(PE)两个参数进行估计性能的评价(以起始频率  $f_0$  为例),即

$$E_{\text{RMSE},f_0} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (f_0[i] - f_0)^2} \quad (11)$$

$$E_{\text{PE},f_0} = \frac{E_{\text{RMSE},f_0}}{f_0} \times 100\% \quad (12)$$

式中,  $N$  为蒙特卡罗实验次数。

## 2.2 仿真结果与分析

**实验 1** 为验证本文提出的消除信噪比阈值频率突变的改进方法的有效性,拟在低信噪比(SNR 为 3 dB)条件下对于修正前后的重构相位进行对比分析,仿真结果如图 2 所示。

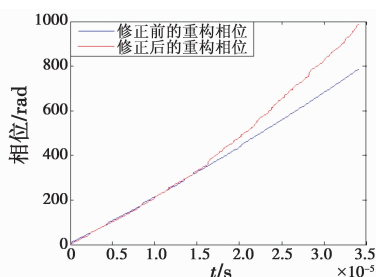


图 2 LFM 信号重构相位修正前后对比图

Fig. 2 Original and modified LFM signal reconstructed phase

由图 2 可知,低信噪比条件下重构相位产生的过多错误突变已使解模糊后的相位不再具有理想情况下 LFM 信号瞬时相位的二次曲线形状,而是近似一条直线,导致后续频率估计中出现大量异常值,即出现了上文提到的信噪比阈值频率突变现象,加大了瞬时频率估计难度。在利用本文提出的消除信噪比阈值频率突变的改进方法后,重构相位曲线相比修正前更加接近二次曲线的形状。由此可见,本文提出的改进算法能够有效修正低信噪比条件下的突变值,相比文献[12]的原算法,本文算法具有更强的纠错能力,是一种可行的修正算法。

**实验 2** 为进一步验证本文提出的消除信噪比阈值频率突变的改进方法对提升瞬时频率估计精度的有效性,拟在低信噪比(SNR 为 3 dB)条件下对 LFM 信号的重构相位进行  $N$  阶差分,并对比引入消除信噪比阈值频率突变改进方法前后的  $N$  阶相位差分曲线,仿真结果如图 3 所示。

由图 3 可知,修正前的  $N$  阶相位差分曲线虽然也

有一定的线性回归性,但波动较大;在修正之后,曲线的线性回归性有了明显提升,尽管仍有少量噪声毛刺,但实际上,这些毛刺对总体趋势并未产生实质性影响,完全可以通过本文采用的加权最小二乘线性拟合很好地消除其影响。由此可见,本文提出的消除信噪比阈值频率突变的改进方法的确能够有效修正低信噪比下信噪比阈值引起的频率突变现象。

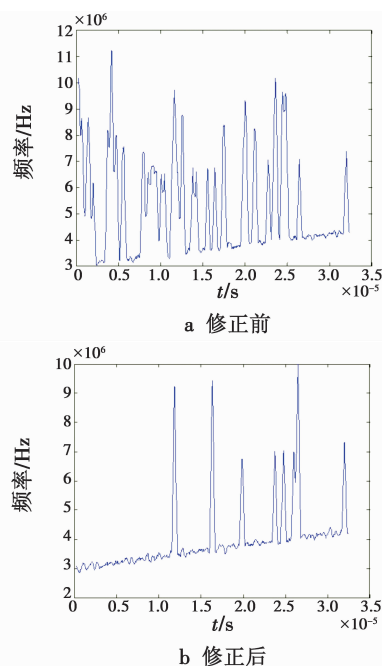


图 3 修正前后 LFM 信号重构相位的  $N$  阶差分

Fig. 3  $N$  order difference of original and modified LFM signal reconstructed phase

**实验 3** 为验证本文采用的迭代变权最小二乘拟合在提升算法抗干扰性能上的优越性,拟在低信噪比(SNR 为 3 dB)下对常规最小二乘拟合与迭代变权最小二乘拟合进行对比,仿真结果如图 4 所示。

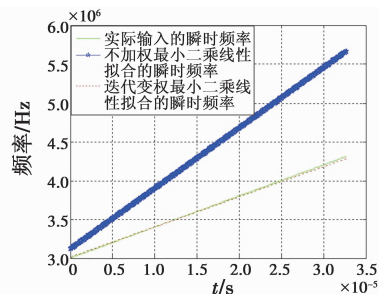


图 4 两种拟合方式估计效果对比图

Fig. 4 Comparisons of two kinds of linear fitting

由图 4 可知,低信噪比情况下,常规最小二乘拟合的估计曲线受随机异常值的影响很大,已经远离了实际输入的瞬时频率曲线,而迭代变权最小二乘拟合则显示出较大优越性:由于给异常值赋予了小权重,异常值的消极影响得以大大减弱,经过 10 次迭代,瞬时频

率估计曲线几乎与实际输入的瞬时频率曲线重合。由此可见,本文采用迭代变权最小二乘拟合相比常规最小二乘拟合拥有更好的抗噪性能,可以提高参数估计的准确性,与补偿措施一起,能够明显降低算法对输入信噪比的要求。

**实验4** 为验证本文提出的改进  $N$  阶相位差分法在不同信噪比条件下的有效性,拟在  $0 \sim 20$  dB 范围内将改进前后算法对于参数  $f_0$  和  $k$  的估计性能进行对比,仿真结果如图5和图6所示。

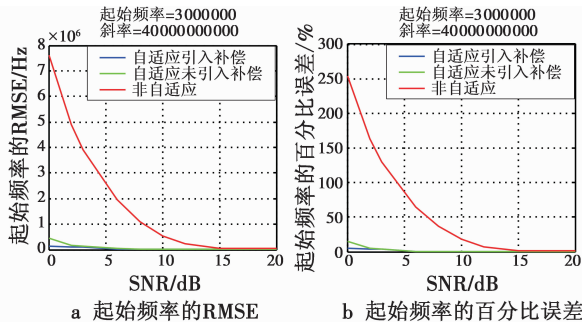


图5 不同信噪比下的起始频率误差分析  
Fig.5 Error analysis of starting frequency under different SNRs

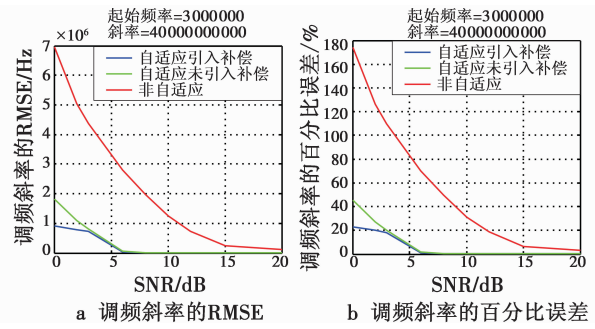


图6 不同信噪比下的调频斜率误差分析

Fig.6 Error analysis about chirp rate under different SNRs

由图5、图6可知,对于起始频率  $f_0$  和调频斜率  $k$  而言,在使用常规最小二乘拟合并不引入修正补偿和自适应算法的情况下,当信噪比低于  $10$  dB 时,误差非常大,且误差会随着信噪比的下降呈指数规律增长。而在采用迭代变权最小二乘拟合并引入自适应修正补偿后,无论是对  $f_0$  还是  $k$ ,算法在保持高信噪比 ( $R_{s,N} \geq 8$  dB) 条件下优良性能的同时,低信噪比下的瞬时频率估计误差也明显减小。

自适应修正补偿后具体性能改善如表1所示。

表1 频率估计性能的比较

Table 1 Frequency estimation performance comparison

算法		0 dB	2 dB	3 dB	6 dB	8 dB	10 dB	12 dB	15 dB	20 dB
传统相位差分	RMSE/ $10^5$ Hz	75	48	37	21	9	69	49	1.6	0.07
	误差/%	260	166	124	78	36	20	16	5.2	0.2
无自适应补偿	RMSE/ $10^5$ Hz	4.48	1.69	1.33	0.26	0.17	0.14	0.12	0.09	0.06
	误差/%	14.90	5.6	4.4	0.9	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2
有自适应补偿	RMSE/ $10^5$ Hz	1.49	1.14	1.00	0.32	0.17	0.14	0.12	0.09	0.06
	误差/%	5.0	3.8	3.4	1.1	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2

表1通过具体的仿真数据对比分析了本文算法在引入自适应参数调节及修正补偿前后的估计性能随信噪比的变化情况。可以看出,当采用本文其他改进措施而不引入自适应补偿时,相对传统相位差分法,抗噪性已有很大提升;在继续引入修正补偿后,当  $R_{s,N} = 0$  dB 时,瞬时频率的估计误差可继续降低约  $10\%$ 。在相同仿真条件下,相对现有文献[6],在保证瞬时频率估计的百分比误差低于  $5\%$  的前提下,本文算法对输入信噪比的要求降低了约  $4$  dB。而在高信噪比情况下,本文算法的百分比误差基本控制在  $0.5\%$  以内,也明显优于文献[7]与文献[13]的参数估计精度。此时,本文算法在具有与文献[14]中WVD法相近估计精度的同时运算量更小,可以实现高信噪比条件下的准确高效测频。

### 3 结束语

本文充分分析了相位差分法在低信噪比条件下性能恶化的原因,并在此基础上提出了一种改进的  $N$  阶

相位差分法来估计 LFM 信号的瞬时频率。该算法引入自适应的思想,考虑了传统相位差分法未考虑的信噪比阈值突变问题,提出了消除此类突变的改进方法,并采用迭代变权最小二乘线性对  $N$  阶相位差分结果进行拟合,实现了在保持低运算量的同时提升相位差分法的抗噪性能,对输入信噪比的要求降低了约  $4$  dB;同时,可以完成高信噪比条件下的高精度测频,在工程应用上具有一定的实用价值。

由于在时间轴两端进行  $N$  阶相位差分时只在单侧具有数据点,因此,端点处频率估计值与真实值存在较大偏差。另外,本文算法虽然显著提升了相位差分法在低信噪比条件下估计性能,但相比 WVD 法在抗噪性能上仍存在一定差距,有待进一步提升。

### 参考文献

[1] SU J, TAO H H, RAO X, et al. Coherently integrated cubic (下转第22页)

玻璃、氟化物、蓝宝石等材料。根据常用中波红外光学材料的热特性和色散特性选择合适的材料<sup>[9]</sup>,分配不同光焦度,对镜组 1、镜组 2 进行局部无热化设计,有利于激光和红外两个波段同时消热差。激光部分只需要消热差,无需消色差,因此只要考虑材料的热差系数,可选用 K9,ZF6 玻璃等材料。

### 3.2 小型化光纤耦合激光器设计技术

传统的激光测距机存在体积大、质量大和发热多等问题,限制了激光发射/接收系统在导引头这样的小空间系统中的应用。本文中由于激光器较大,无法直接安装在扫描反射镜后端。解决措施为寻求小型化光纤耦合半导体激光器,可以将激光器分散放置在导引头中:将激光器置于后端,能量束通过光纤耦合方式引至反射镜 1 后端再发射,从而解决了传统激光器因体积大不能放入导引头的问题。

## 4 结束语

提出了一种红外成像与激光测距共孔径的复合导引头系统,以被动红外成像对目标进行搜索、捕获和跟踪,以主动激光测距获得弹目距离信息,既满足目标搜索和捕获阶段的大探测视场需求,弹目距离信息又可以提高导弹比例导引的制导精度。此外,对红外激光共孔径无热化设计技术和小型化光纤耦合激光器设计

技术也进行了讨论,该系统距离实际工程应用尚有许多工作,但从原理上讲,采用现有的技术和器件是完全可以实现的,对于我国中距红外空空导弹的研制也有一定的参考价值。

### 参 考 文 献

- [1] 郑志伟,白晓东,胡功衍,等. 空空导弹红外导引系统设计[M]. 北京:国防工业出版社,2007.
- [2] 何均. 毫米波/红外共孔径复合导引头技术分析[J]. 电讯技术,2012,52(7):1222-1226.
- [3] 王雪祥,严高师,张弛,等. 提高短距离脉冲式激光测距精度的研究[J]. 光学技术,2009,35(5):792-795.
- [4] 赵超,杨号. 红外制导的发展趋势及其关键技术[J]. 电光与控制,2008,15(5):48-53.
- [5] 孙亦全,赵侃,孟军合,等. 滚仰式导引头红外光学系统设计[J]. 红外与激光工程,2017,46(2):145-150.
- [6] 钟任华. 飞航导弹红外导引头[M]. 北京:宇航出版社,1995.
- [7] 李林. 现代光学设计方法[M]. 北京:北京理工大学出版社,2009.
- [8] 王飞,赵远,张宇,等. 激光脉冲强度对于盖革模式单光子探测测距精度影响的理论研究[J]. 光学学报,2010,30(10):2771-2775.
- [9] 申碧云,高明. 红外光学系统被动式无热化设计方法[J]. 电光与控制,2012,19(6):70-73.
- [10] 陈明建,刘春生,王秀. 相位建模法与平滑相位差分法在瞬时频率估计中的应用[J]. 舰船电子对抗,2008,31(6):73-77.
- [11] 黄晓红,邓振森. 改进的相位展开算法及其在瞬时频率估计中的应用[J]. 电子学报,2009,37(10):2266-2272.
- [12] WANG P, LI H B, HIMED B. Instantaneous frequency estimation of polynomial phase signals using local polynomial Wigner-Ville distribution[C]//International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, 2010:184-187.
- [13] ZHONG J G, HUANG Y. Time-frequency representation based on an adaptive short-time Fourier transform[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(10): 5118-5128.
- [14] 曾德国,熊辉,龙柯宇,等. 基于相位差分的脉内调制信号类型识别[J]. 电子测量与仪器学报,2009,23(10):85-90.
- [15] 姚帅,方世良,王晓燕. 联合 STFT - 迭代变权拟合的 LFM 信号参数估计方法[J]. 信号处理,2012,28(10):1408-1415.
- [16] 白航,赵拥军,胡德秀,等. 基于改进时频分析方法的雷达信号瞬时频率估计[J]. 信号处理,2012,28(2): 257-263.

(上接第 18 页)

- phase function for multiple LFM signals analysis [J]. Electronics Letters, 2015, 51(5):411-413.
- [2] YE C C, LIANG H, LIU H F, et al. An effective method for joint estimation of chirp rates, initial frequencies and DOAs of multiple LFM signals with sub-Nyquist spatial-temporal sampling [C]//IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing, 2015:1-5.
  - [3] BOUCHIKHI A, BOUDRAA A O, CEXUS J C, et al. Analysis of multicomponent LFM signals by Teager Huang-Hough transform[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(2):1222-1233.
  - [4] WANG P, LI H, DJUROVIC I, et al. Integrated cubic phase function for linear FM signal analysis[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(3):963-977.
  - [5] 黄知涛,周一宇,姜文利. 基于相对无模糊相位重构的自动脉内调制特性分析[J]. 通信学报,2003,24(4): 153-160.
  - [6] 宋云朝,万群,毛祺,等. 一种稳健的基于解卷叠的相位差分瞬时测频方法[J]. 电子信息对抗技术,2008,23(4):12-15.
  - [7] 周志军,祝婷. 电子侦察测频系统的建模与仿真[J]. 电子科技,2015,28(2):30-34.