

# LFM 信号参数估计的牛顿迭代方法初始值研究

胥嘉佳, 刘 渝, 邓振森

(南京航空航天大学信息科学与技术学院, 江苏南京 210016)

**摘 要:** 本文研究了 LFM 信号参数估计的牛顿迭代方法的初始值问题, 用计算量较小的 DPT 算法得到 LFM 信号中心频率和调频系数的估计值, 以此作为牛顿迭代的初始值. 性能分析表明, 在 DPT 算法信噪比门限以上时, 用本算法得到的中心频率和调频系数的估计值在牛顿迭代所需收敛域范围之内, 保证牛顿迭代的收敛性. 仿真结果表明, 在信噪比门限以上时, 用本文提出的方法所得参数估计的均方根误差达到克拉美-罗限. 本算法计算量小, 有利于 LFM 信号参数估计的准实时处理.

**关键词:** LFM 信号; 参数估计; 牛顿法; 最大似然; 克拉美-罗限

**中图分类号:** TN911.6      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2009) 03-0598-05

## The Starting Point Problem of Parameters Estimation for LFM Signal Based on Newton's Method

XU Jia-jia, LIU Yu, DENG Zhen-miao

(College of Information Science and Technology, NUA, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

**Abstract:** In this paper, the starting point problem of parameters estimation for LFM signal based on Newton's method is investigated. The DPT algorithm is used to gain the estimated value of the coefficient of frequency modulation and the center frequency of the LFM signal, and the two estimation values are used as the starting point of Newton's method. The performance analysis show that when signal-to-noise ratio (SNR) is greater than the SNR threshold of the DPT algorithm, the two estimations are in the range of the convergence region needed by Newton's method. So it will guarantee the convergence of Newton's method. The simulation results show that when SNR is greater than SNR threshold, the RMS error of the parameter estimations can reach the CRLB. The computational complexity of the algorithm proposed in this paper is low, and the algorithm is convenient for realizing quasi-real-time LFM signal processing.

**Key words:** LFM signal; parameter estimation; Newton's method; maximum likelihood; Cramer-Rao lower bound (CRLB)

### 1 引言

线性调频 (LFM) 信号参数估计在通讯、雷达和电子侦察等领域有广泛的应用, 多年来学者们研究了许多 LFM 信号参数估计的方法, 这些研究主要围绕估计性能和计算量两个方面展开.

Wigner-Ville 分布由于具有良好的时频聚集性, 在分析单分量线性调频信号时取得了很好的性能<sup>[1]</sup>. 而离散 Chip-Fourier 变换<sup>[2]</sup>和分数阶傅立叶变换<sup>[3,4]</sup>具有适合匹配线性调频信号的核函数, 用其估计 LFM 信号参数也取得了不错的性能. 然而这些方法的计算量都过大, 限制了在工程上的应用.

为了减小计算量, 提高算法的实时性, 国内外学者们也提出了许多计算量相对较小的算法, 其中 S. Peleg 提出的离散多项式相位变换法 (DPT 算法)<sup>[5]</sup>最具有代

表性, 它通过多次解调原信号达到分离各参数的目的, 采用顺序的估计方法分别估计出调频系数、初始频率、信号幅度和初始相位, 仅用两次快速傅立叶变换 (FFT) 和两次一维搜索就可以估计出所有参数, 运算量较小, 然而其在低信噪比条件下估计精度不高, 在 0dB 时估计量的方差已经比 CRLB 高出了 60%. 许多学者针对这一算法进行了研究和修改, 文献[6]提出了多次解调调频系数后求平均的方法, 使得各参数在低信噪比条件下的估计性能得到了改善, 但由于解调调频系数时, 输出信噪比 (OSNR) 比原信号下降至少 6dB<sup>[5]</sup>, 并且信噪比越小, 输出信噪比下降的就越严重, 因此当信噪比较低时, 信号参数估计方差依然较大.

最大似然估计是最优估计, 估计方差等于 CRLB, 文献[7]利用牛顿迭代法对 LFM 信号的中心频率和调频系数进行二维迭代, 得到了一种近似最大似然的算

法. 牛顿迭代的计算量不大, 但是迭代初始值的获得依靠二维搜索, 搜索运算量较大并且如果搜索间隔取值不当会导致迭代局部收敛. 本文以计算量较小的 DPT 算法得到 LFM 信号中心频率和调频系数的估计值, 并证明了在信号样本数大于 DPT 算法要求的门限值时, DPT 算法估计的中心频率和调频系数位于二维牛顿迭代的初始值收敛域, 以此作为初始值进行一次牛顿迭代, 使得算法的计算量和估计性能都比较理想. 仿真结果表明, 在信噪比门限以上时, 用本文提出方法所得的 LFM 信号各参数的估计性能均达到 *CRLB*, 该算法计算量较小, 有利于 LFM 信号参数估计的准实时处理.

## 2 LFM 信号参数估计的二维牛顿迭代算法

有限长加性高斯白噪声污染的 LFM 信号序列表示为:

$$x(n) = s(n) + \omega(n), n = 0, \dots, N \quad (1)$$

$$s(n) = A \cdot \exp[j(2\pi f_0 n \Delta + \pi k_0 n^2 \Delta^2 + \varphi_0)] \quad (2)$$

式中  $A$  是信号幅度,  $\Delta$  是采样间隔,  $k_0, f_0$  和  $\varphi_0$  分别是信号的调频系数、起始频率和起始相位,  $\omega(n)$  是方差为  $2\sigma^2$  的零均值复高斯白噪声,  $N$  为偶数, 定义信噪比  $SNR = A^2/2\sigma^2$ .

定义 LFM 信号的中心频率为  $f_M = f_0 + k_0 N \Delta / 2$ , 那么(2)式改写为:

$$s(n) = A \cdot \exp\{j[2\pi f_M (n - N/2)\Delta + \pi k_0 (n - N/2)^2 \Delta^2 + \varphi_1]\} \quad (3)$$

式中  $\varphi_1 = \varphi_0 + \pi f_M N \Delta - \pi k_0 N^2 \Delta^2 / 4$ . 那么中心频率  $f_M$  和调频系数  $k_0$  的最大似然估计为:

$$\hat{f}_M, \hat{k}_0 = \max_{f, k} \left| \sum_{n=0}^N x(n) \cdot \exp\{-j[2\pi f(n - N/2)\Delta + \pi k(n - N/2)^2 \Delta^2]\} \right| \quad (4)$$

这需要在整个频率-调频系数平面上进行二维搜索, 运算量大, 无法实时处理. 文献[7]利用牛顿迭代法给出了一个准最大似然估计算法, 在初始值处于收敛域之内时, 利用二维牛顿迭代就可以得到较好的估计性能, 迭代后的参数估计方差可以达到 *CRLB*, 其迭代公式为:

$$\begin{bmatrix} \hat{f}_M \\ \hat{k}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{f}_M \\ \hat{k}_0 \end{bmatrix} - (\nabla^2 H(\hat{f}_M, \hat{k}_0))^{-1} \nabla H(\hat{f}_M, \hat{k}_0) \quad (5)$$

式中,  $H(f, k) = \left| \sum_{n=0}^N x(n) \cdot \exp[-j2\pi f(n - N/2)\Delta - \pi k(n - N/2)^2 \Delta^2] \right|^2$ ,  $\nabla H$  是  $H$  的梯度,  $\nabla^2 H$  是  $H$  的 Hessian 矩阵,  $\hat{f}_0$  和  $\hat{k}_0$  是初始估计值,  $\hat{f}$  和  $\hat{k}$  是迭代值. 文献[7]使用二维粗搜索的办法得到迭代所需的初始值, 并讨论了牛顿迭代的收敛域, 只要初始值落在收敛域之内, 就可以保证迭代不会收敛到局部极值点. 但是对于二

维粗搜索, 如果搜索间隔过大, 可能无法搜索到收敛域之内的初始值, 从而导致牛顿迭代局部收敛, 而如果搜索间隔过小, 那么运算量又太大. 针对这一问题, 我们用运算量较小的 DPT 算法得到牛顿迭代的初始值并进行迭代, 避免了迭代过程中的局部收敛.

## 3 DPT 算法

DPT 算法<sup>[5]</sup>给出了 LFM 信号参数估计的方法, 将 LFM 信号序列进行延迟相关运算, 得到正弦波序列:

$$y(n) = x\left(n + \frac{N}{2}\right) \cdot x^*(n) = A^2 \cdot \exp[j(\pi N k_0 n \Delta^2 + \varphi_2)] + \omega'(n), n = 0, 1, \dots, N/2 \quad (6)$$

式中,  $\varphi_2 = \pi f_M N \Delta - \pi k_0 N^2 \Delta^2 / 4$ ,  $\omega'(n)$  为噪声.  $y(n)$  是一个频率为  $k_0 N \Delta / 2$  的正弦波序列, 对该序列做正弦波频率估计, 求得估计频率  $\hat{f}_{k_0}$ , 并计算出调频系数的估计值  $\hat{k}_0 = \hat{f}_{k_0} / (N \Delta / 2)$ .

与文献[5]不同的是, 本文的目的是利用 DPT 算法得到 LFM 信号的中心频率估计  $\hat{f}_M$ , 而不是直接得到信号的起始频率估计  $\hat{f}_0$ , 因此构造去调频项序列:

$$p(n) = \exp[-j\pi \hat{k}_0 (n - N/2)^2 \Delta^2], n = 0, 1, \dots, N \quad (7)$$

将原信号序列与去调频项序列相乘得:

$$z(n) = x(n) \cdot p(n) = A \cdot \exp\{j[2\pi f_M (n - N/2)\Delta + \pi(k_0 - \hat{k}_0)(n - N/2)^2 \Delta^2 + \varphi_1]\} + \omega''(n), n = 0, 1, \dots, N \quad (8)$$

式中  $\omega''(n)$  为噪声. 由于  $(k_0 - \hat{k}_0)$  较小,  $z(n)$  近似为一个频率  $f_M$  的正弦波序列, 对它进行正弦波频率估计可以得到估计值  $\hat{f}_M$ . 这样就获得了牛顿迭代所需的初始值  $\hat{f}_M$  和  $\hat{k}_0$ .

## 4 性能分析

用修改的 DPT 算法得到的初始值是否落在牛顿法的收敛域以内呢? 我们先分析用 DPT 算法得到估计值的  $\hat{f}_M$  和  $\hat{k}_0$  的均方根误差.

### 4.1 $\hat{f}_M$ 和 $\hat{k}_0$ 的均方根误差

用 DPT 算法所得  $\hat{k}_0$  的均方根误差的下限<sup>[5]</sup>约为  $\sqrt{\left(1 + \frac{1}{2SNR}\right) \frac{96}{\pi^2 SNR \cdot \Delta^4 N^5}}$ , 中心频率估计  $\hat{f}_M$  的均方根

误差的 *CRLB*<sup>[7]</sup>约为  $\sqrt{\frac{6}{(2\pi)^2 SNR \cdot \Delta^2 N^3}}$ .

在 DPT 算法中, 我们采用计算量较小的修正 Rife 算法(M-Rife)<sup>[8,9]</sup>进行正弦波频率估计, 这是一种准最佳算法, 在常规信噪比条件下, 它的均方根误差小于 1.1 倍 *CRLB*. 为了分析用 DPT 算法得到的  $\hat{f}_M$  和  $\hat{k}_0$  的均方根误差, 我们令采样间隔  $\Delta = 10^{-8}$  s, LFM 信号调频系数分别为  $k_0 = 1 \times 10^{11}$  Hz/s 和  $k_0 = 1 \times 10^{12}$  Hz/s, 初始频率  $f_0 = 4 \times 10^6$  Hz, 初始相位  $\varphi = \pi/3$ , 信号点数  $N =$

4096, 则根据文献[5], 信噪比门限为 -9.09dB, 分别在 SNR 大于 -9dB 的不同的条件下, 用 DPT 算法对以上 LFM 信号进行参数估计, Monte Carlo 仿真次数为 1000

次, 计算参数估计的均方根误差 (RMSE), 并给出用 DPT 算法所得  $\hat{k}_0$  的均方根误差的下限和  $\hat{f}_M$  的均方根误差的 CRLB, 仿真结果列于表 1.

表 1  $k_0 = 1 \times 10^{11}$  Hz/s 时的 LFM 信号参数估计性能

SNR (dB)	$\hat{k}_0$ 的 RMSE (10 <sup>7</sup> Hz/s)		$\hat{k}_0$ RMSE 的下限 (10 <sup>7</sup> Hz/s)	$\hat{f}_M$ 的 RMSE (Hz)		$\hat{f}_M$ RMSE 的 CRLB (Hz)
	$k_0 = 1 \times 10^{11}$ Hz/s	$k_0 = 1 \times 10^{12}$ Hz/s		$k_0 = 1 \times 10^{11}$ Hz/s	$k_0 = 1 \times 10^{12}$ Hz/s	
-8	16.144	15.433	14.872	374.563	376.230	373.556
-6	10.918	10.417	10.022	309.638	297.931	296.726
-3	6.044	5.988	5.799	213.865	214.058	210.066
0	3.580	3.562	3.557	153.968	150.462	148.715
3	2.419	2.374	2.300	109.563	108.013	105.282
6	1.614	1.585	1.545	78.086	75.056	74.5342
10	1.004	1.009	0.941	48.573	49.675	47.0279

从表中可以看出, 在 DPT 算法信噪比门限以上时, 调频系数估计  $\hat{k}_0$  的均方根误差均小于其理论值的 1.1 倍, 而中心频率估计  $\hat{f}_M$  的均方根误差也小于其 CRLB 的 1.1 倍.

#### 4.2 牛顿迭代收敛的条件

文献[7]给出二维牛顿迭代的收敛域在  $k-f$  平面上是一个顶点为  $(k_0 \pm 3.27/(N^2), f_M)$  和  $(k_0, f_M \pm 1.51/(N))$  的菱形区域, 因此收敛域表达式为:

$$\{k, f | k, f \in [0, N] \text{ 且 } |k - k_0| N^2 / 3.27 + |f - f_M| N / 1.51 \leq 1\} \quad (9)$$

随机事件落在其 3 倍均方根值以外的几率很小, 我们可以认为  $(\hat{k}_0, \hat{f}_M)$  基本上都落在  $k-f$  平面上以

$(k_0 \pm 3.3 \sqrt{\frac{1}{2SNR}} \frac{96}{2SNR \cdot 4N^5}, f_M \pm 3.3 \sqrt{\frac{6}{(2)^2 SNR \cdot 2N^3}})$  为顶点的矩形区域内. 那么, 只要矩形区域的顶点在收敛域内, 就可以保证整个矩形区域都在收敛域内, 即:

$$3.3 \sqrt{\frac{1}{2SNR}} \frac{96}{2SNR \cdot 4N^5} \cdot N^2 / 3.27 + 3.3 \sqrt{\frac{6}{(2)^2 SNR \cdot 2N^3}} \cdot N / 1.51 \leq 1 \quad (10)$$

化简得:

$$N \frac{4.95}{SNR^2} + \frac{1}{SNR} \left( 17.07 + 16.85 \sqrt{1 + \frac{1}{2SNR}} \right) \quad (11)$$

DPT 法的信噪比门限必须满足关系式<sup>[5]</sup>:

$$N \frac{100}{SNR} + \frac{50}{SNR^2} \quad (12)$$

要使一切满足式(12)的值都满足式(11), 则要求:

$$\frac{4.95}{SNR^2} + \frac{1}{SNR} \left( 17.07 + 16.85 \sqrt{1 + \frac{1}{2SNR}} \right) \leq \frac{100}{SNR} + \frac{50}{SNR^2} \quad (13)$$

当  $SNR > 0$  时该不等式恒成立, 因此当式(12)成立时式(11)必然成立, 也就是说, 在信噪比门限以上时, 用

DPT 算法所得到的估计值  $(\hat{k}_0, \hat{f}_M)$  能以很大的概率落在二维牛顿迭代所要求的收敛域之内, 用  $(\hat{k}_0, \hat{f}_M)$  作为初始值进行二维牛顿迭代基本上不会发生局部收敛.

#### 5 计算量分析

用 DPT 算法对一个  $N$  点的序列进行调频系数和中心频率估计, 需要计算一次  $N/2$  点复数乘法, 一次  $N/2$  点正弦波频率估计, 一次  $N$  点的复数乘法和一次  $N$  点正弦波频率估计. 由于一次  $N$  点的 M-Rife 算法所需的计算量约为  $N/2 \log_2 N + 2N$  次复数乘法和  $N \log_2 N + 4N/3$  次复数加法, 因此总计算量约为  $N(0.75 \log_2 N + 4.25)$  次复数乘法和  $N(1.5 \log_2 N + 1.5)$  次复数加法.

二维牛顿迭代的主要计算量为计算  $\sum_{n=0}^N x(n)q(n)$ 、 $\sum_{n=0}^N n \cdot x(n)q(n)$ 、 $\sum_{n=0}^N n^2 \cdot x(n)q(n)$ 、 $\sum_{n=0}^N n^3 \cdot x(n)q(n)$  和  $\sum_{n=0}^N n^4 \cdot x(n)q(n)$  的值, 其中  $q(n) = \exp[-j(2\hat{f}_M n + \hat{k}_0 n^2)]$ , 由于  $n$ 、 $n^2$ 、 $n^3$  和  $n^4$  序列可以预先计算并保存起来, 因此这些运算总共需要大约  $N$  次复数乘法、 $8N$  次实数乘法和  $5N$  次复数加法.

最后, 由调频系数和初始频率估计值来估计信号的幅度和初始相位, 需要做一次点的复数乘法和复数加法.

综合以上三部分, 我们得出以 DPT 算法结合一次二维牛顿迭代对一个  $N$  点 LFM 信号进行参数估计的总计算量约为:  $N(0.75 \log_2 N + 6.25)$  次复数乘法、 $8N$  次实数乘法和  $N(1.5 \log_2 N + 7.5)$  次复数加法. 考虑到 4 次实数乘法相当于 1 次复数乘法, 因此将实数乘法折合成复数乘法, 本文提出算法的复数乘法数约为  $N(0.75 \log_2 N + 8.25)$  次. 可以看出, 整个算法的计算量不大, 在 DPT 算法的基础上增加了很少的计算量就得以实现.

在此, 我们将文献[6]提出的算法的计算量与本文算法进行比较. 文献[6]所提的算法需要  $N(2 \log_2 N + 1.5(Q-1))$  次复数乘法, 当  $Q=8$  时, 为  $N(2 \log_2 N +$

20.5) 次复数乘法,可见本文算法比文献[6]算法的计算量小.表 2 给出了当  $N$  从 32 取到 4096 时,本文算法和文献[6]算法的复数乘法次数比较,从表中可以看出,本文算法的复数乘法次数在  $N$  取值范围内均小于文献[6]算法的 40%,并且这个比例随着  $N$  的增加呈单调递减.

表 2 在  $N$  取值不同时本文算法和文献[6]算法的复数乘法次数

$N$	本文的算法	文献[6]的算法	$N$	本文的算法	文献[6]的算法
32	384	976	512	7680	19712
64	816	2080	1024	16128	41472
128	1728	4416	2048	33792	87040
256	3648	9344	4096	70656	182272

### 6 仿真结果

为了验证将 DPT 算法得到的估计值进行牛顿迭代的参数估计性能,我们令采样间隔  $\Delta t = 10^{-8}$  s, LFM 信号调频系数  $k_0 = 4 \times 10^{11}$  Hz/s, 初始频率  $f_0 = 4 \times 10^6$  Hz, 初始相位  $\phi_0 = \pi/3$ , 信号点数  $N = 4096$ , 根据文献[5], 信噪比门限约为 -9dB. 分别在  $SNR > -9$  dB 的条件下, 用 DPT 算法结合一次二维牛顿迭代对上述 LFM 信号的调频系数和中心频率进行估计得  $\hat{k}_0$  和  $\hat{f}_M$ , 进而得到起始频率估计:  $\hat{f}_0 = \hat{f}_M - \hat{k}_0 N / 2$ . Monte Carlo 仿真次数为 10000 次, 计算参数估计的均方根误差, 并给出文献[6]提出方法(取  $Q = 8$ )的仿真结果作比较.  $\hat{k}_0$  和  $\hat{f}_0$  均方根误差的  $CRLB^{[5]}$  分别为:

$$CRLB\{\hat{k}_0\} = \frac{90}{2 SNR^4 N^5} \quad (14)$$

$$CRLB\{\hat{f}_0\} = \frac{96}{(2)^2 SNR^2 N^3} \quad (15)$$

仿真结果如图 1 ~ 图 2 所示, 从图中可以看出, 在信噪比大于等于 -8dB 的情况下, 本文所用算法得到的调频系数和起始频率估计的均方根误差均达到了  $CRLB$ , 估计性能优于文献[6]提出的参数估计算法. 但是在信噪比小于等于 -9dB 时, 本文提出算法和文献[6]提出算法的各项参数估计性能都变差, 这是因为

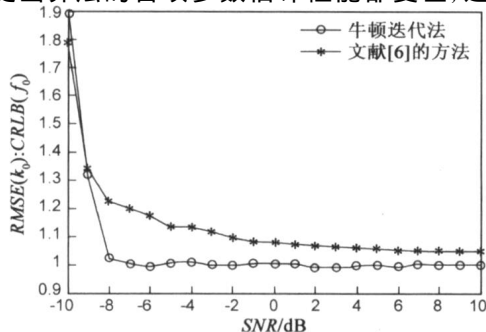


图 1  $\hat{k}_0$  的均方根误差与  $CRLB$  的比值

DPT 算法的信噪比门限为 -9.09dB, 如式(12)所示, 当信噪比小于等于 -9dB 时 DPT 算法本身的估计性能就较差.

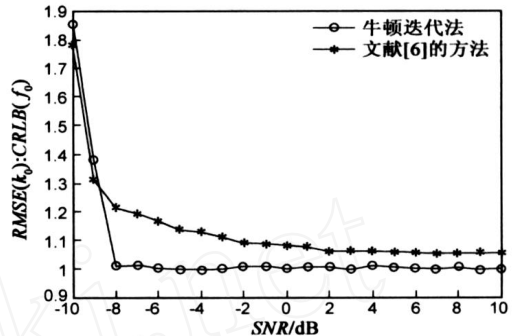


图 2  $\hat{f}_0$  的均方根误差与  $CRLB$  的比值

### 7 结论

本文研究了 LFM 信号参数估计的牛顿迭代方法的初始值问题, 用 DPT 算法得到信号调频系数和中心频率的估计值, 并以此作为初始值做二维牛顿迭代. 本文证明了在信号样本数大于 DPT 算法要求的门限值时, DPT 算法估计的中心频率和调频系数位于二维牛顿迭代的初始值收敛域. 这样做充分发挥了 DPT 算法运算量小和牛顿迭代估计精度高的优点. 仿真结果表明, 在信噪比门限以上时, 用本文的方法对 LFM 信号的调频系数和起始频率进行估计, 估计的均方根误差均达到  $CRLB$ . 且本文提出方法的计算量小, 有利于 LFM 信号参数估计的准实时处理.

### 参考文献:

- [1] Barbarossa. Detection and imaging of moving objects with synthetic aperture radar, part II: Joint time-frequency analysis by Wigner-Ville distribution[J]. IEE Proc Pt F, 1992, 139(1): 89 - 97.
- [2] Xia Xianggen. Discrete chirp-fourier transform and its application to chirp rate estimation[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2000, 48(11): 3122 - 3133.
- [3] Luis B Almeida. The fractional fourier transform and time-frequency representations[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1994, 42(11): 3084 - 3091.
- [4] 杜东平, 唐斌. 基于 FrFT 和子空间正交的 LFM 信号参数估计[J]. 电子科技大学学报, 2004, 33(3): 247 - 249. Du Dongping, Tang Bin. An approach for estimating parameters of LFM signal based on fractional fourier transform and subspace orthogonality[J]. Journal of UEST of China, 2004, 33(3): 247 - 249. (in Chinese)
- [5] S Peleg, B Porat. Linear FM signal parameter estimation from discrete-time observations[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1991, 27(7): 607 - 615.

- [6] 周良臣, 杨建宇, 唐斌. 一种高效的 LFM 信号参数估计方法及性能分析[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1128 - 1133.  
Zhou Liangchen, Yang Jianyu, Tang Bin. An efficient parameter estimation and performance analysis for LFM signal[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6): 1128 - 1133. (in Chinese)
- [7] T J Abatzoglou. Fast maximum likelihood joint estimation of frequency and frequency rate[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1986, 11(4): 708 - 715.
- [8] 邓振森, 刘渝, 王志忠. 正弦波频率估计的修正 Rife 算法[J]. 数据采集与处理, 2006, 21(4): 473 - 477.  
Deng Zhenmiao, Liu Yu, Wang Zhizhong. Modified rife algorithm for frequency estimation of sinusoid wave[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2006, 21(4): 473 - 477. (in Chinese)
- [9] 邓振森, 刘渝. 正弦波频率估计的牛顿迭代方法初始值研究[J]. 电子学报, 2007, 35(1): 104 - 107.  
Deng Zhenmiao, Liu Yu. The starting point problem of sinusoid frequency estimation based on Newton's method[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(1): 104 - 107. (in Chinese)

## 作者简介:



胥嘉佳 男, 1981 年生于江苏南京, 南京航空航天大学信息科学与技术学院博士生. 主要研究方向为信号处理, 电子侦察和电子智能化系统.

Email: pp\_xx\_bb@163.com



刘渝 男, 1945 年生于重庆市, 南京航空航天大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为信号处理, 信号检测与估计, 电子侦察和电子智能化系统.

Email: liuyu\_nuaa@yahoo.com.cn



邓振森 男, 1977 年生于福建漳平, 南京航空航天大学博士后. 主要研究方向为信号处理, 信号检测与估计, 电子智能化系统.

Email: dzm\_ddb@21cn.com