

See discussions, stats, and author profiles for this publication at: <https://www.researchgate.net/publication/339284603>

# Parameter Estimation of Linear Frequency Modulated Continuous Wave Signal in Low SNR

**Article** in *Dianbo Kexue Xuebao/Chinese Journal of Radio Science* · December 2013

DOI: 10.13443/j.cjors.2013.06.027

---

CITATION

1

---

READS

87

5 authors, including:



[Kairan Zhu](#)

Xi'an Shiyou University

44 PUBLICATIONS 98 CITATIONS

SEE PROFILE

文章编号 1005-0388(2013)06-1158-07

# 低信噪比下线性调频连续波信号的参数估计

朱文涛 苏 涛 杨 涛 郑纪彬 朱凯然

(西安电子科技大学 雷达信号处理国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

**摘 要** 针对长时间积累较难在线性调频连续波信号的检测和参数估计中应用的问题, 提出一种联合帧间相关法与循环平稳法的线性调频连续波信号检测与参数估计算法. 利用帧间相关法实现信号的检测和周期的精确估计, 利用循环平稳法完成信号相位参数的估计. 该算法以较低计算复杂度实现信号的长时间积累, 解决了起始时间给信号检测和参数估计带来的问题, 在低信噪比条件下具有较好的估计性能. 仿真结果验证了方法的有效性.

**关键词** 信号检测; 参数估计; 线性调频连续波信号; 帧间相关; 循环平稳

**中图分类号** TN957. 51

**文献标志码** A

## Parameter estimation of linear frequency modulated continuous wave signal in low SNR

ZHU Wentao SU Tao YANG Tao ZHENG Jibin ZHU Kairan

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an Shaanxi 710071, China)

**Abstract** Considering application of long time accumulation to the detection and parameter estimation of linear frequency modulated continuous wave (LFMCW) signal, a novel method based on the joint inter-frame correlation method and cyclostationary method is proposed to detect LFMCW signal and estimate its parameters. Firstly, signal detection and exact period estimation is realized by inter-frame correlation method. And then, cyclostationary method is utilized to finish the phase parameters estimation of LFMCW signal. The algorithm realizes long time accumulation with low computational complexity and solves the problem brought by initial time-offset. On the low signal-to-noise ratio (SNR) condition, this method still has better estimation performance. Simulations verify the effectiveness of the method.

**Key words** signal detection; parameter estimation; linear frequency modulated continuous wave (LFMCW) signal; inter-frame correlation; cyclostationary

## 引 言

调频连续波(Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW)雷达由于结构简单、体积小、距离分辨率高、无距离盲区、成本低、低功耗和低截获等优

点, 在军用导航、战场侦察与地面成像等领域得到越来越广泛的应用<sup>[1]</sup>. 锯齿波线性调频连续波(Sawtooth Linear FMCW, SLFMCW)信号和对称三角线性调频连续波(Symmetrical Triangular Linear FMCW, STLFMCW)信号是 FMCW 雷达常采用的

收稿日期: 2012-12-30

资助项目: 国家自然科学基金青年科学基金(61001204)

联系人: 朱文涛 E-mail: wtzhuf@163.com

两种信号形式,因其易实现大的时宽带宽积,也是众多低截获概率(Low Probability of Intercept, LPI)雷达首选的信号形式。然而,当雷达综合多种 LPI 措施发射该信号进行侦察时,对非协作性的电子侦察而言,实现低信噪比条件下信号检测和参数估计存在较大的挑战和困难,因此快速有效地实现长时间积累是实现信号侦察的必要手段。文献[2]利用高阶统计量对噪声不敏感的优点,结合滤波器组取得了较好效果,文献[3]在文献[2]基础上进行了改进,减小了计算量,但是滤波器组设计和选择限制了该两种方法参数估计的性能。文献[4]利用线积分 Wigner-Hough 变换进行 STLFMCW 信号特征提取,然而该算法受交叉项的干扰且需要依次估计每段线性调频(Linear Frequency Modulated, LFM)信号参数才能实现信号参数的估计,计算十分耗时。文献[5]提出了联合 Radon-Ambiguity 变换和分数阶傅里叶变换(Fractional Fourier Transform, FRFT)的信号检测与参数估计算法,与 Wigner-Hough 变换相比,把 2 维搜索降低为 1 维搜索,降低了参数估计运算量,得到较好的参数估计结果。但由于 SLFMCW 信号的 Wigner-Ville 分布和 Ambiguity 变换为周期函数,文献[4-5]通过简单的 Radon 变换或 Hough 变换只能利用一个周期的能量,基于此,文献[6]提出一种基于周期 Wigner-Hough 变换的 SLFMCW 信号检测和参数估计算法,然而该算法需要对所有参数进行全局搜索,计算量非常庞大,不适合实际应用。为了避免双线性变换带来的交叉项干扰,文献[7]提出了一种基于短时傅里叶变换的 SLFMCW 信号参数估计方法,然而该算法受短时傅里叶变换分辨率及信号谐波分量的影响。文献[8]利用 FRFT 的线性性质并结合聚类分析实现了两个整周期 STLFMCW 信号的检测与估计,然而该方法仅有效利用了一个周期信号的能量并且没有考虑起始时间、时延和样本长度对参数估计的影响,适应性较差。文献[9]提出了一种基于 Chirplet 变换的稀疏检测算法,但该算法系数的迭代选择方法和庞大的计算量限制了其实际应用。

针对上述问题,基于 LFM CW 信号的周期性和分段相干性,提出了一种联合帧间相关法和循环平稳法的线性调频连续波信号参数估计算法。该方法可有效地估计信号的周期、调频率、起始频率和起始时间,不受设计参数的限制,并且可实现长时间积累,可在较低的信噪比下对信号进行有效的检测和参数估计,其运算复杂度低,利于工程实现。

## 1 理论分析

### 1.1 LFM CW 信号模型

为了方便说明,以 SLFMCW 信号作为信号模型。SLFMCW 信号由一个线性调频信号周期延拓而成,其时频分布如图 1 中粗虚线所示,用  $z(t)$  表示,其第  $m$  个周期表示为

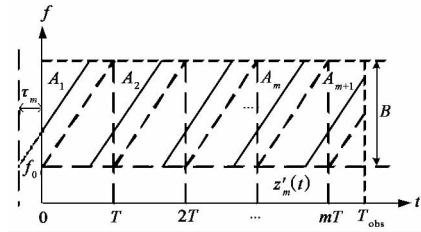


图 1 SLFMCW 信号的时频分布

$$z_m(t) = A \exp\{j2\pi[f_0(t-mT) + \mu(t-mT)^2/2] + j\theta_0\}, \quad (m-1)T \leq t < mT. \quad (1)$$

式中:  $A$  为信号幅度;  $f_0$  为起始频率;  $\mu = B/T$  为调频率,  $B$  为调制带宽,  $T$  为调制周期;  $\theta_0$  为随机初相。实际中,雷达侦察接收机不能保证截获 LFM-CW 信号的起始时间为 0,其时频分布如图 1 粗实线所示,用  $z'(t)$  表示,其第  $m$  个周期表示为

$$z'_m(t) = A \exp\{j\theta'_0 + j2\pi[\mu \text{mod}(t+\tau_m, T)^2/2 + f_0 \text{mod}(t+\tau_m, T)]\}, (m-1)T \leq t < mT. \quad (2)$$

式中:  $\theta'_0$  为截获信号的初相;  $\text{mod}(t, T)$  表示  $t$  对  $T$  取余运算;  $\tau_m$  为起始时间;  $T_{\text{obs}}$  为观测时间。由图 1 可知,  $z'_m(t)$  由  $A_m$  的一部分和  $A_{m+1}$  的一部分组成,其中  $A_m$  可以具体表示为

$$A_m = \exp\left\{j2\pi\left[f_0(t-mT+\tau_m) + \mu(t-mT+\tau_m)^2/2\right]\right\}. \quad (3)$$

假设接收机实际接收到的雷达信号模型为

$$r(t) = z'(t) + w(t). \quad (4)$$

式中:  $z'(t)$  由式(2)决定;  $w(t)$  是均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声,信号的输入信噪比为  $R_{\text{SN}, \text{in}} = A^2/\sigma^2$ 。

由式(2)可知,接收机截获信号的起始时间  $\tau_m$  是随机的,该随机性对多数已有算法的检测和参数估计性能会产生一些影响,主要表现为两个方面:第一,  $\tau_m$  改变信号 Wigner-Hough 变换或 Radon-Ambiguity 变换的尖峰幅度或位置;第二,  $\tau_m$  改变信号

FRFT 的尖峰幅度和位置. 由于信号的相位参数可由上述尖峰幅度和位置得到, 那么尖峰位置和幅度的变化会导致参数估计性能下降, 甚至估计不准确. 另外, 大多数算法受设计参数的限制并且没有充分利用 LFM CW 信号的周期性, 其中, 一些算法<sup>[8]</sup>由于只利用一个周期信号的能量, 不能实现长时间积累, 其性能受到限制; 而另一些算法<sup>[2-7, 9]</sup>虽然可实现长时间积累, 但由于噪声、设计参数和庞大计算量也限制了其性能和实际应用. 因此, 设计一个计算复杂度低、对起始时间  $\tau_m$  不敏感、不受设计参数限制且可实现长时间积累的方法是 LFM CW 信号检测与参数估计的重点之一.

## 1.2 LFM CW 信号的检测与参数估计

### 1.2.1 变窗长相干平均法提高信噪比增益

由图 1 可知, 接收信号  $r(t)$  长度为  $T_{\text{obs}}$ , 将  $r(t)$  以窗长  $T_0$  分成一组并行序列, 构成一个矩阵  $\mathbf{A}$  为

$$\mathbf{A} = [\mathbf{r}(t_1)^T, \mathbf{r}(t_2)^T, \dots, \mathbf{r}(t_i)^T, \dots, \mathbf{r}(t_M)^T]^T. \quad (5)$$

式中:  $\mathbf{A}$  为  $M \times T_0$  阶矩阵,  $M = \lfloor T_{\text{obs}}/T_0 \rfloor$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示下取整运算;  $(i-1)T_0 \leq t_i \leq iT_0$ ;  $\mathbf{T}$  表示转置. 将  $\mathbf{A}$  按行向量求平均可得

$$\begin{aligned} r'(t') &= \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M r(t_i) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M z'(t_i) + \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M w(t_i), \\ 0 &\leq t' \leq T_0. \end{aligned} \quad (6)$$

令  $\bar{z}(t')$  和  $\bar{w}(t')$  分别表示式(6)第 2 个等式的第 1 项和第 2 项. 由于  $w(t)$  是均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声, 则  $w(t_i)$  是均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声, 且  $w(t_i)$  之间每组噪声均互不相关. 因此, 经过  $M$  个样本平均后,  $\bar{w}(t')$  的均值仍为 0, 但其方差变为  $\sigma^2/M$ , 即  $\bar{w}(t') \sim N(0, \sigma^2/M)$ <sup>[10]</sup>.

当且仅当  $T_0 = kT$  时 ( $k=1, 2, \dots$ ), 信号  $z'(t_i)$  是完全相干的, 默认取  $k=1$ , 则式(6)变为

$$r'(t') = z'(t') + \bar{w}(t'), \quad 0 \leq t' \leq T. \quad (7)$$

此时, 信号的功率为  $A^2$ , 输出信噪比为

$$R_{\text{SN, out}} = \frac{A^2}{\sigma^2/M} = M \cdot R_{\text{SN, in}}. \quad (8)$$

由此可以看出: 当  $T_0 = T$  时, 经过相干平均后信噪比提高了  $M$  倍; 同理, 当  $T_0 \neq T$  时, 由于  $z'(t_i)$  之间不完全相干, 输出信噪比增益小于  $M$ .

### 1.2.2 帧间相关法估计 LFM CW 信号周期

由式(5)可知, 将  $r(t)$  以窗长  $T_0$  分成一组并行序列, 可构成一个  $M \times T_0$  矩阵  $\mathbf{A}$ . 假设信号的周期

$T$  已知, 令矩阵  $\mathbf{A}$  为 1 帧, 则该帧是周期的, 该帧周期  $k_1$  满足

$$\frac{T}{T_0} = \frac{k_1}{k_2}. \quad (9)$$

式中:  $k_1$  与  $k_2$  均取整数, 且  $k_2$  的取值要保证  $k_1$  是最小的正整数.

为了便于分析, 假设  $\mathbf{A}$  包含  $m$  ( $m$  为偶数) 个周期, 则  $M = mk_1$  且  $M$  为偶数. 将  $\mathbf{A}$  的行向量按照奇偶分成两组序列, 分别构成矩阵  $\mathbf{A}_{\text{odd}}$  和  $\mathbf{A}_{\text{even}}$ , 且有

$$[\mathbf{A}_{\text{odd}}, \mathbf{A}_{\text{even}}] = \begin{bmatrix} r(t_1) & r(t_2) \\ r(t_3) & r(t_4) \\ \vdots & \vdots \\ r(t_{M-1}) & r(t_M) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

式中:  $\mathbf{A}_{\text{odd}}$  为  $M/2 \times T_0$  阶奇数帧矩阵;  $\mathbf{A}_{\text{even}}$  为  $M/2 \times T_0$  阶偶数帧矩阵. 分别对  $\mathbf{A}_{\text{odd}}$  和  $\mathbf{A}_{\text{even}}$  进行式(6)处理, 得到两个长度为  $T_0$  的序列  $r_{\text{odd}}(t')$  和  $r_{\text{even}}(t')$ . 对  $r_{\text{odd}}(t')$  和  $r_{\text{even}}(t')$  进行相关处理, 有

$$r_{\text{oe}}(t') = r_{\text{even}}(t') r_{\text{odd}}^*(t'). \quad (11)$$

当  $k_1 = k_2 = 1$  时,  $T_0 = T$ , 将  $\mathbf{A}_{\text{odd}}$  和  $\mathbf{A}_{\text{even}}$  分别看作一个集合, 则  $\mathbf{A}_{\text{odd}}$  和  $\mathbf{A}_{\text{even}}$  中期望信号的交集为  $\{z'(t')\}$ , 由此可得,  $z_{\text{odd}}(t')$  和  $z_{\text{even}}(t')$  的相关结果  $z_{\text{oe}}(t')$  为零频信号, 其零频分量的幅度为  $A^2 T$ . 考虑噪声的影响, 由式(6)可知,  $r_{\text{odd}}(t')$  和  $r_{\text{even}}(t')$  的信噪比分别提高了  $M/2$  倍, 且对应的噪声是互不相关的, 因此,  $r_{\text{oe}}(t')$  为信噪比较高的零频信号.

同理, 当  $k_1 > 1$  且  $k_1$  为偶数时,  $\mathbf{A}_{\text{odd}}$  和  $\mathbf{A}_{\text{even}}$  的交集为空集, 则  $z_{\text{odd}}(t')$  和  $z_{\text{even}}(t')$  的相关结果  $z_{\text{oe}}(t')$  没有零频信号. 噪声的影响同上.

当  $k_1 > 1$  且  $k_1$  为奇数时,  $\mathbf{A}_{\text{odd}}$  和  $\mathbf{A}_{\text{even}}$  的交集为  $\mathbf{A}_{\text{odd}}$  或  $\mathbf{A}_{\text{even}}$ , 则  $z_{\text{odd}}(t')$  和  $z_{\text{even}}(t')$  分别为  $k_1$  个幅度为  $A/k_1$  的序列相加的结果, 因此,  $z_{\text{odd}}(t')$  和  $z_{\text{even}}(t')$  的相关结果  $z_{\text{oe}}(t')$  包含零频信号和非零频信号, 其零频分量的幅度为  $(1/k_1) \cdot A^2 T_0$ , 噪声的影响同上. 需要说明的是, 当  $k_1 > 1$  且  $k_1$  为奇数时零频分量的幅度对  $k_1 = 1$  时的幅度影响较小, 其比值为

$$\frac{|r_{\text{oe}}(t)|_{k_1 > 1, k_1 \text{ 为奇数}}}{|r_{\text{oe}}(t)|_{k_1 = 1}} = \frac{T_0}{k_1 T}. \quad (12)$$

零频分量只需简单的求和运算即可实现.

将接收信号按照具有一定搜索范围的窗长  $T_0$  分成奇数帧和偶数帧, 对奇数帧和偶数帧进行相干平均处理, 将处理的结果进行相关处理得到  $r_{\text{oe}}(t')$ , 对  $r_{\text{oe}}(t')$  进行求和运算即可完成信号的检测和周期的精确估计, 称该方法为帧间相关法. 该方法只需要简单的复乘和复加, 计算量较小, 并且可以实现并行处理, 可

进一步减小运算时间.

### 1.2.3 基于循环平稳法的相位参数估计

循环平稳法在保证较低计算复杂度的条件下可快速实现信号的检测和调频率的估计<sup>[11]</sup>,在实际中常采用

$$\hat{R}_{\xi}^{\alpha}(\tau) = \lim_{T_L \rightarrow \infty} \frac{1}{T_L} \int_{-T_L/2}^{T_L/2} \xi^*(t) \xi(t+\tau) e^{-j2\pi\alpha\tau} dt. \quad (13)$$

计算信号的循环自相关. 式中:  $\xi(t)$  为待处理的信号;  $T_L$  为信号长度;  $\tau$  为延迟时间. 若式(13)的结果超过了非模糊区间  $(0, f_s]$ , 则  $\alpha$  会出现模糊, 可通过简单的模糊数搜索解决, 实际的  $\alpha' = \alpha + k_a f_s$ ,  $k_a$  为模糊次数,  $f_s$  为采样率.

帧间相关法可得到周期的精确估计, 即  $T_0 = T$ , 则将式(7)代入式(13)中, 并取期望有

$$E\{\hat{R}_{\tau}^{\alpha}(\tau)\} = c_1 \delta(\alpha - \mu\tau) + c_2 \delta[\alpha - (\tau - T)] + R_w(\tau) \delta(\alpha). \quad (14)$$

式中:  $c_1 = A^2 e^{j2\pi(f_0\tau + \mu\tau_m\tau + \mu^2\tau^2/2)} (c'_1 + c''_1 e^{-j2\pi\mu T\tau})$ ,  $c'_1$  和  $c''_1$  为频点  $\mu\tau$  对应的有效长度,  $c'_1 = T - \tau_m - \tau$ ,  $c''_1 = \tau_m - \tau$ ;  $c_2 = A^2 c'_2 e^{j2\pi[f_0(\tau-T) + \mu\tau_m(\tau-T) + \mu(\tau-T)^2/2]}$ ,  $c'_2$  为频点  $\mu(\tau-T)$  对应的有效长度,  $c'_2 = \tau$ . 对于高斯白噪声, 若  $\tau \neq 0$ ,  $R_w(\tau) = 0$ , 则  $\hat{R}_{\tau}^{\alpha}(\tau)$  在循环频率上分布比较均匀, 没有明显突起的峰; 信号在频点  $\mu\tau$  或  $\mu(\tau-T)$  处有突起的尖峰, 因此, 通过检测尖峰可实现信号的检测.

当  $\tau_m$  改变时, 式(14)变为

$$E\{\hat{R}_{\tau}^{\alpha}(\tau)\} = d_1 \delta(\alpha - \mu\tau) + d_2 \delta[\alpha - \mu(\tau - T)] + R_w(\tau) \delta(\alpha). \quad (15)$$

式中  $d_1$  和  $d_2$  同  $c_1$  和  $c_2$ . 由式(14)和(15)可知:  $\tau_m$  的变化只改变了频点的幅度, 而没有改变频点.  $\tau$  值已知时, 由尖峰对应的频点可以估计调频率  $\mu$ . 因此, 给定合适的  $\tau$  值, 利用循环自相关法可实现调频率的估计.

利用调频率的估计  $\hat{\mu}$  和周期的估计  $\hat{T}$  构造基带信号, 对接收信号进行式(6)处理, 利用构造的基带信号对该处理结果进行解线频调处理, 可以得到频点分别为  $f_0 + \mu\tau_m$  和  $f_0 + \mu(\tau_m - T)$  的两个尖峰, 然而这两个尖峰所对应的频率无法有效反映起始频率  $f_0$  的信息, 因此必须估计起始时间  $\tau_m$ . 以接收信号第一点为起点, 截取长度为  $l = M'T$  的信号, 其中  $M' = \lfloor T_{\text{obs}}/T \rfloor$ , 以  $\Delta$  ( $\Delta \in [0, T/2]$ ) 为步长依次截取  $l = (M'-1)T$  长度的信号, 分别对其进行相干平

均处理和循环自相关处理, 记录每次处理的最大值, 上述最大值构成了一条曲线, 根据曲线的最值对应的坐标即可实现起始时间的估计, 由此可以得到起始频率的有效估计  $\hat{f}_0$ . 整个算法的信号处理流程如图2所示. 需要说明的是, 该方法也适用于 STLFMCW 信号, 但是, 对于变周期的 LFM CW 信号, 本文算法不适用.

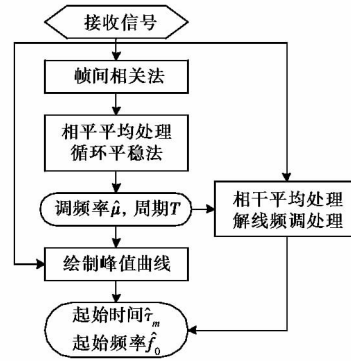


图2 本文算法信号处理流程图

## 2 实验结果分析

LFMCW 信号仿真参数: 子脉冲数为 40, 调制带宽为 400 MHz, 周期为  $1 \mu\text{s}$ , 载频为 120 MHz, 采样频率为 640 MHz, 起始时间为  $0.25 \mu\text{s}$ .

### 2.1 计算量分析

帧间相关法有效地减小了处理信号的长度, 从而大大降低了计算量. 已知接收信号的长度为  $T_{\text{obs}}$ , 对于窗长  $T_0$ , 帧间相关法只需要  $(M-1)T_0$  次复加和  $T_0$  次复乘, 令  $T_0 \in [T_{\text{begin}}, T_{\text{end}}]$ , 则完成周期估计约需要  $N_T(M-1)T_0$  次复加和  $N_T T_0$  次复乘, 其中,  $N_T = T_{\text{end}} - T_{\text{begin}}$ ; 对  $T$  点信号进行循环自相关处理, 其中快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 的运算点数为  $T_1$ , 该处理需要  $T + T_1/2 \cdot \lg(T_1)$  次复乘和  $T_1 \lg(T_1)$  次复加, 因此, 完成周期和调频率估计约需要的复加和复乘次数分别为  $N_T(M-1)T_0 + T_1 \lg(T_1)$  和  $N_T T_0 + T + T_1/2 \cdot \lg(T_1)$ . 目前常用算法的计算量都大于本文算法 (文献[7]除外), 具体的计算量比较如表1所示.

表中:  $N_a$  为分数阶傅里叶变换旋转角度的个数;  $L$  为子带个数;  $Q$  为子带长度,  $P$  为大于  $Q$  的整数且为 2 的整数次幂;  $N_{\text{radon}}$  为 Radon 变换的复加次数;  $N_{\text{stft}} = \lfloor (T_{\text{obs}} - T_{\text{stft}})/(1-\gamma)T_{\text{stft}} \rfloor$ ,  $T_{\text{stft}}$  为短时傅里叶变换的窗长,  $\gamma$  为相邻两个窗在时域上的重叠率,  $T_{\text{STFT}}$  为大于  $T_{\text{stft}}$  的整数且为 2 的整数次幂,  $N'_{\text{stft}}$

为大于  $N_{\text{sft}}$  的整数且为 2 的整数次幂; WVD 表示 Wigner-Ville 分布.

表 1 常用算法计算量比较

	复乘次数	复加次数
WVD	$T_{\text{obs}}^2/2 \cdot \text{lb}(T_{\text{obs}}) + T_{\text{obs}}^2$	$T_{\text{obs}}^2 \text{lb}(T_{\text{obs}})$
FRFT	$N_a T_{\text{obs}}/2 \cdot \text{lb}(T_{\text{obs}}) + 2N_a T_{\text{obs}}$	$N_a [T_{\text{obs}} \text{lb}(T_{\text{obs}})]$
文献[3] 算法	$3PL\text{lb}(P) + 3PL + QL\text{lb}(L) + 5T_{\text{obs}}$	$N_{\text{radon}} + 3PL\text{lb}(P) + QL\text{lb}(L) + 17T_{\text{obs}}$
文献[7] 算法	$N_{\text{sft}} T_{\text{STFT}} \text{lb}(T_{\text{STFT}})/2 + N'_{\text{sft}} \text{lb}(N'_{\text{sft}})$	$N_{\text{sft}} T_{\text{STFT}} \text{lb}(T_{\text{STFT}}) + 2N'_{\text{sft}} \text{lb}(N'_{\text{sft}})$
本文 方法	$N_T N_0 + T + T_1/2 \cdot \text{lb}(T_1)$	$N_T (M-1) T_0 + T_1 \text{lb}(T_1)$

## 2.2 仿真实验

**实验 1** 在信噪比为  $-15$  dB 条件下给出了参数估计的仿真结果图,如图 3~6 所示. 图 3 为周期估计的仿真结果,该图为帧间相关处理后的结果,根据图中尖峰的位置和  $T_0$  的搜索起点可精确估计周期,仿真试验中,  $T_0$  的起点为 100,峰值位置为 541,周期的估计则为 640,该值就是信号的周期在给定采样率下对应的点数. 图 4 为调频率估计的仿真结果图,该图为循环自相关处理的结果,由图中尖峰对应的频率和给定的延迟时间  $\tau$ ,可以得到调频率的估计. 图 5 为起始时间估计的仿真结果图,该图给出了一条峰值变化曲线,根据该曲线的最小值可以得到起始时间的估计. 图 6 为起始频率的仿真结果图,由于消除了起始时间的影响,图中尖峰对应的频率即为起始频率的有效估计.

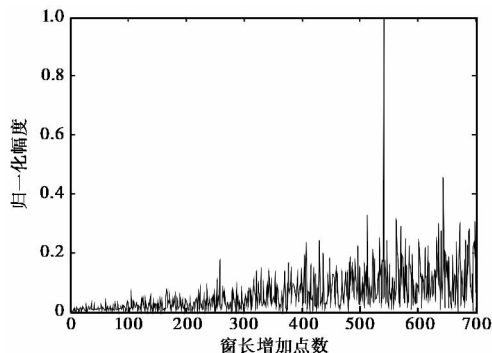


图 3 周期估计的仿真结果图

**实验 2** 利用均方根误差  $E_{\text{RMS}}$  曲线验证算法的性能,并与文献[3, 5, 7-8]进行比较. 利用 Monte Carlo 法,信噪比从  $-20$  dB 开始,以 1 dB 为步长递

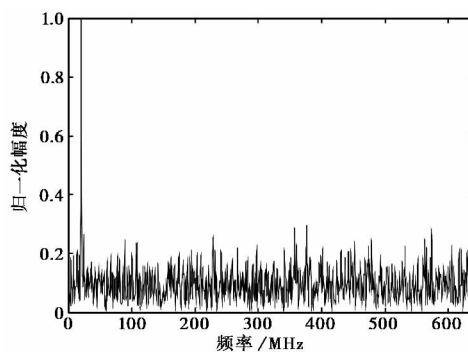


图 4 调频率估计的仿真结果图

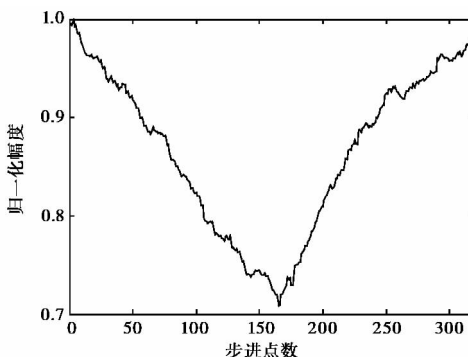


图 5 起始时间估计的仿真结果图

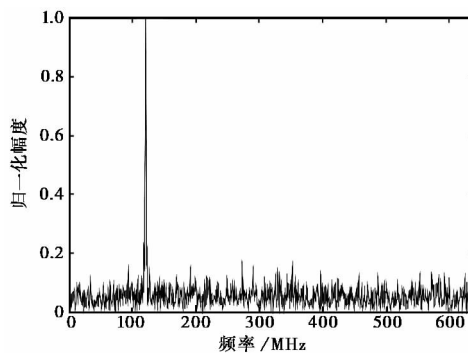


图 6 起始频率估计的仿真结果图

增至 0 dB,每个信噪比条件下模拟 200 次. 均方根

误差定义为  $E_{\text{RMS}} = \left[ 1/N_r \cdot \left( \sum_{r=1}^{N_r} \|\hat{p}_r - p\|^2 \right) \right]^{1/2}$ ,

其中  $N_r$  为 Monte Carlo 实验的次数,  $\hat{p}_r$  为第  $r$  次 Monte Carlo 实验中参数  $p$  的估计值. 循环自相关运算采用 FFT 快速算法,通过插值使得 FFT 运算点数为 1 024. 图 7~10 分别给出了调频率、周期、起始时间和起始频率的均方根误差比较图,其中文献[3, 5, 7-8]没有估计起始时间,并且文献[5, 8]由于没有考虑起始时间的影响,其起始频率对应的均方根误差较大,并且随着起始时间的改变而变化,文

献[8]不用估计起始时间也可对起始频率进行估计,但是由于受时频分布曲线的影响,在信噪比小于-8 dB时误差很大,如图10所示.本文方法由于采用相干积累实现信号的长时间积累,并降低了起始时间导致的负面影响,可以在较低信噪比条件下对信号参数进行有效的估计.由图7~10可以看出:本文所提方法在周期个数为40且信噪比为-16 dB时仍能有效地估计信号参数,证明了较优的抗噪声性能.

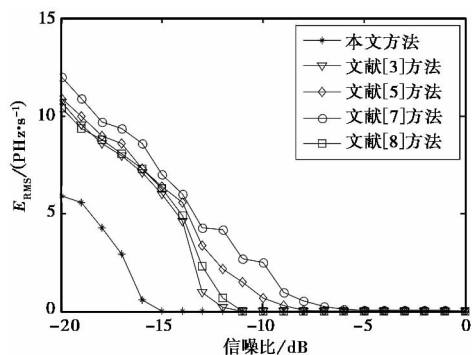


图7 调频率估计的均方根误差

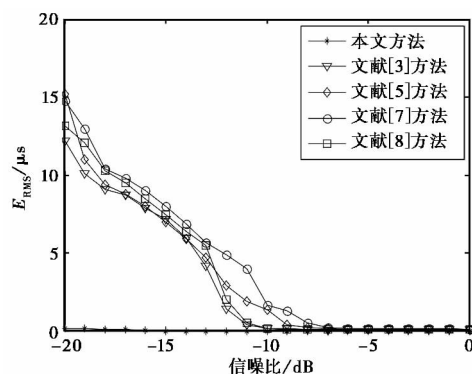


图8 周期估计的均方根误差

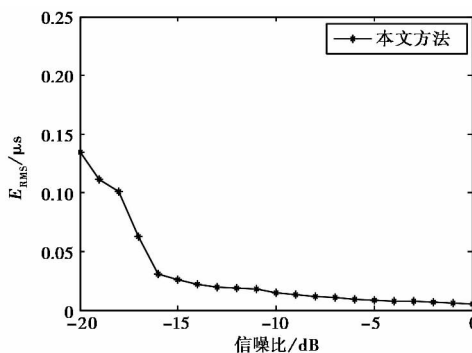


图9 起始时间估计的均方根误差

实验3 不同周期个数时本文算法的检测性能比较.图11给出了周期个数分别为1、10、20、40、

80、120、160、200、240、280、320、360、400条件下本文算法的最低可检测信噪比曲线,这里最低可检测信噪比定义为:在 $N$ 次Monte Carlo实验中,本文算法中帧间相关法可正确检测到尖峰的概率大于等于95%的最低信噪比.由图11可以看出,本文算法的检测性能随着周期个数的增加而提高.

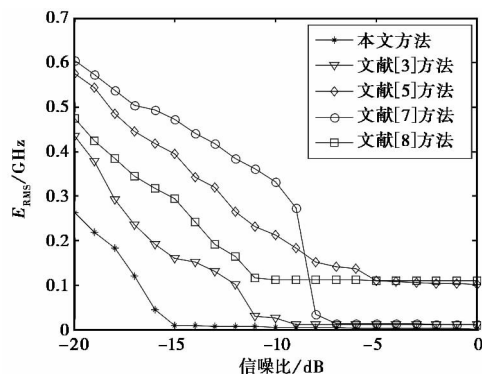


图10 起始频率估计的均方根误差

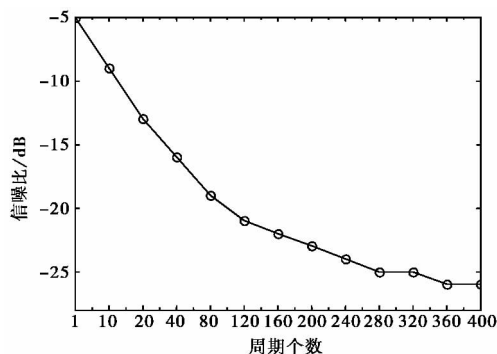


图11 不同周期个数条件下的性能比较

### 3 结 论

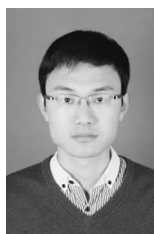
利用LFMCW信号的周期性及每个周期的循环自相关结果对起始时间不敏感的特性,提出了一种LFMCW信号的参数估计方法.首先利用帧间相关法实现信号的检测和周期的精确估计,然后利用循环平稳法完成信号相位参数的估计.由于采用长时间积累,该方法可在较低信噪比条件下对信号的周期、调频率、起始时间和起始频率进行有效估计,并且其计算复杂度低,利于工程实现.

### 参考文献

- [1] 杨 俭,侯海平,曲长文,等.机载下视阵列合成孔径雷达成像的微多普勒效应[J].电波科学学报,2012,27(5):1049-1055.  
YANG Jian, HOU Haiping, QU Changwen, et al.

- Micro-Doppler effect for airborne downward-looking array SAR imaging[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2012, 34(8): 1879-1884.
- [2] 戴幻尧, 蒋鸿宇. 基于滤波器组和高阶累积量技术的 LPI 信号特征检测的新方法[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(6): 1336-1340.  
DAI Huanyao, JIANG Hongyu. Research on LPI signals feature detection based on parallel filter bank and higher order cumulants[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(6): 1336-1340. (in Chinese)
- [3] 冯志红, 赖 涛, 赵拥军. 低信噪比下对称三角线性调频信号参数估计[J]. 电波科学学报, 2012, 3(27): 520-525.  
FENG Zhihong, LAI Tao, ZHAO Yongjun. Parameter estimation of STLFMCW signals in low SNR[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2012, 3(27): 520-525. (in Chinese)
- [4] LIU Feng, XU Huifa, SUN Dapeng, et al. Feature extraction of symmetrical triangular LFM CW signal using Wigner-Hough transform[J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2009, 18(4): 478-483.
- [5] 袁伟明, 王 敏, 吴顺君. 对称三角线性调频连续波信号的检测与参数估计[J]. 电波科学学报, 2005, 20(5): 594-597.  
YUAN Weiming, WANG Min, WU Shunjun. Detection and parameter estimation of symmetrical triangular linear frequency modulation continuous wave signal [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(5): 594-597. (in Chinese)
- [6] GEROLEO F G, PEARCE M B. Detection and estimation of LFM CW radar signals[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(1): 405-418.
- [7] 钱云襄, 刘 渝, 黄慧慧. 线性调频连续波信号参数估计算法[J]. 现代雷达, 2006, 28(3): 40-43.  
QIAN Yunxiang, LIU Yu, HUANG Huihui. Parameters estimation of LFM CW signals[J]. Modern Radar, 2006, 28(3): 40-43. (in Chinese)
- [8] 刘 峰, 徐会法, 陶 然. 基于 FRFT 的对称三角 LFM CW 信号检测与参数估计[J]. 电子与信息学报, 2011, 30(8): 1864-1870.  
LIU Feng, XU Huifa, TAO Ran. Detection and parameter estimation of symmetrical triangular LFM CW signal based on fractional Fourier transform[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 30(8): 1864-1870. (in Chinese)
- [9] MILLIOZ F, DAVIES M. Sparse detection in the chirplet transform: application to FMCW radar signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(6): 2800-2813.
- [10] 陈志菲, 孙进才, 牛奕龙. 基于相干平均的正弦信号频率估计[J]. 西北工业大学学报, 2009, 27(3): 387-390.  
CHEN Zhifei, SUN Jincai, NIU Yilong. A better method of frequency estimation for sinusoidal signals using coherent average[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2009, 27(3): 387-390. (in Chinese)
- [11] 金 艳, 姬红兵. 一种基于循环平稳的 Chirp 信号相位参数估计迭代算法[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(4): 868-871.  
JIN Yan, JI Hongbing. A cyclostationarity based iterative algorithm for chirp signal phase parameter estimation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(4): 868-871. (in Chinese)

### 作者简介



朱文涛 (1985—), 男, 山东人, 西安电子科技大学信号与信息处理专业博士生, 主要研究方向为雷达信号检测与参数估计、认知雷达。



苏 涛 (1968—), 男, 陕西人, 工学博士, 西安电子科技大学教授, 博士生导师, 主要从事雷达系统设计、雷达信号处理、高速实时信号处理及认知雷达。



杨 涛 (1985—), 男, 新疆人, 西安电子科技大学信号与信息处理专业博士生, 主要研究方向为 MIMO 雷达发射波形设计、认知雷达。

郑纪彬 (1986—), 男, 山东人, 西安电子科技大学信号与信息处理专业博士生, 主要研究方向为宽窄带雷达目标检测、认知雷达。

朱凯然 (1982—), 男, 山东人, 西安电子科技大学信号与信息处理专业博士生, 主要研究方向为 NQR 激励脉冲设计以及 NQR 信号处理、信号参数估计及检测。