

线性调频连续波信号的检测和参数估计

朱文涛* 郑纪彬 苏涛 朱凯然 张龙
(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 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, 该文提出一种联合变窗长相干平均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。首先基于分段相干的思想采用变窗长相干平均法提高信噪比的增益, 然后利用循环平稳法完成信号的检测和参数估计。该算法以较低计算复杂度实现信号的长时间积累, 并且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; 循环平稳; 相干平均

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)07-1562-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.01356

Detection and Parameter Estimation of Linear Frequency Modulation Continuous Wave Signal

Zhu Wen-tao Zheng Ji-bin Su Tao Zhu Kai-ran Zhang Long
(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Considering application of long time accumulation to the detection and parameter estimation of Linear Frequency Modulated Continuous Wave (LFMCW), a novel method based on the joint window-variant coherent average method and cyclostationary method is proposed to detect LFMCW signal and estimate its parameters. Firstly, the improvement of Signal-to-Noise Ratio (SNR) gain is extracted with window-variant coherent average method based on segmentation coherent. And then, cyclostationary method is utilized to finish the detection and 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 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); Cyclostationary; Coherent average

1 引言

调频连续波(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^[1,2]。锯齿波线性调频连续波(Sawtooth LFMCW, SLFMCW)信号和对称三角线性调频连续波(Symmetrical Triangular LFMCW, STLFMCW)信号是FMCW雷达常采用的两种信号形式, 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, 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, 特别是阵列技术的引入使得发射功率大大降低, 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[3]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[4]在文献[3]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[5]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LFM信号的参数才能实现信号参数的估计, 计算十分耗时; 文献[6]提出了联合Radon-Ambiguity变换和分数阶傅里叶变换(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; 由于SLFMCW信号的Wigner-Ville分布和Ambiguity变换为周期函数, 文献[5,6]通过简单的

2012-10-19 收到, 2013-01-18 改回

国家自然科学基金(61001204)资助课题

*通信作者: 朱文涛 wtzhufr@163.com

Radon变换或Hough变换只能利用一个周期的能量，基于此，文献[7]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[8]提出了一种SLFMCW信号参数估计方法，利用短时傅里叶变换得到其时频变化曲线，然后利用曲线的周期性对其进行傅里叶级数分解，根据分解后的谐波分量进行参数估计，其估计性能受短时傅里叶变换分辨率及信号谐波分量的影响；文献[9]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[10]提出了一种基于Chirplet变换的稀疏检测算法，该方法首先利用最大值Chirplet变换(MCT)将多LFMCW信号转化为相应的系数，然后通过迭代掩模方法选择合适的系数分别对应每个LFMCW信号，进而实现多LFMCW信号的参数估计与分离，然而系数的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，本文提出了一种联合变窗长相干平均法和循环平稳法的线性调频连续波信号的检测与参数估计算法，该方法首先基于LFMCW信号的周期性和分段相干性，利用变窗长相干平均法提高信噪比增益，使得增益与分段数目成正比，然后利用循环平稳法实现信号能量的积累，同时完成信号的检测和参数估计。该方法可有效地估计LFMCW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。计算机仿真验证了所提方法的有效性。

2 LFMCW 信号模型

LFMCW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

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

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， θ_0 为随机初相。实际中，雷达侦察接收机不能保证截获LFMCW信号的起始时间为0，其时频分布如图1中粗实线所示，用 $z'(t)$ 表示，其第 m 个周期表示为

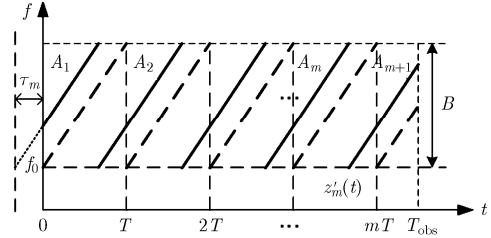


图1 LFMCW信号的时频分布

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

式中 τ_m 为起始时间， $\text{mod}(t, T)$ 表示 t 对 T 取余运算， θ'_0 为截获信号的初相， T_{obs} 为观测时间，其他参数同式(1)。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

$$A_m = \exp\{j2\pi[f_0(t - mT + \tau_m) + (1/2)\mu(t - mT + \tau_m)^2]\} \quad (3)$$

假设雷达侦察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， $w(t)$ 是均值为零、方差为 σ^2 的高斯白噪声，信号的输入信噪比为 $\text{SNR}_m = A^2/\sigma^2$ 。

由式(2)可知，接收机截获信号的起始时间 τ_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， τ_m 改变信号Wigner-Hough变换或Radon-Ambiguity变换的尖峰幅度或位置；第二， τ_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，大多数算法受到设计参数的限制并且没有充分利用LFMCW信号的周期性，其中，一些算法^[9]由于只能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^[3-8,10]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 τ_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LFMCW信号检测与参数估计的重点之一。

3 LFMCW 信号的检测与参数估计

3.1 变窗长相干平均法提高信噪比增益

由图1可知，接收机截获的信号长度为 T_{obs} ，从中截取 $M = \lfloor T_{\text{obs}}/T_0 \rfloor$ 段长度为 T_0 的信号 $r_i(t)$ ，

$$r_i(t) = z'_i(t) + w_i(t), \quad (i-1)T_0 < t < iT_0 \quad (5)$$

其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整运算。将 M 段信号平均后得

$$r'(t) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M r_i(t) = \bar{z}(t) + \bar{w}(t), \quad 0 < t < T_0 \quad (6)$$

式中 $\bar{z}(t) = \sum_{i=1}^M z'_i(t)/M$, $\bar{w}(t) = \sum_{i=1}^M w_i(t)/M$ 。

由于 $w_i(t)$ 是均值为0, 方差为 σ^2 的平稳随机信号, 且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 σ^2/M , 即 $\bar{w}(t) \sim N(0, \sigma^2/M)$ ^[11]。当且仅当 $T_0 = T$ 时, 期望信号 $z'_i(t)$ 是完全相干的, 则式(6)变为

$$r'(t) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M r_i(t) = z'_1(t) + \bar{w}(t), \quad 0 < t < T \quad (7)$$

此时, 信号的功率为 A^2 , 则输出信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2/M} = M \cdot \text{SNR}_{\text{in}} \quad (8)$$

经过相干平均后信噪比提高了 M 倍。当 $T_0 \neq T$ 时, 由于 $z'_i(t)$ 之间不完全相干, 输出信噪比增益小于 M 。

3.2 基于联合变窗长相干平均法与循环平稳法的信号检测与参数估计

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^[12], 信号 $z(t)$ 的循环自相关定义为^[12]

$$R_z^\alpha(\tau) = \lim_{T_L \rightarrow \infty} \frac{1}{T_L} \int_{-T_L/2}^{T_L/2} E[z^*(t)z(t+\tau)]e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (9)$$

式中 $z(t)$ 为待处理的信号, T_L 为信号长度, τ 为延迟时间。在实际应用中常采用式(9)的无偏估计

$$\hat{R}_z^\alpha(\tau) = \lim_{T_L \rightarrow \infty} \frac{1}{T_L} \int_{-T_L/2}^{T_L/2} z^*(t)z(t+\tau)e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (10)$$

计算信号的循环自相关。在理论分析中, α 的非模糊区间默认定义为 $(-f_s/2, f_s/2]$, 而实际中多采用非模糊区间 $(0, f_s]$, 因此这里令 $\alpha \in (0, f_s]$, 其中, f_s 为采样率。需要说明的是, 若式(10)的结果超过了该非模糊区间, 则 α 会出现模糊, 可通过简单的模糊数搜索解决, 此时实际的 $\alpha' = \alpha + k_\alpha f_s$, k_α 为模糊次数。

假设 $T_0 = T$, 将式(7)代入式(10)中, 并取期望可得

$$E\{\hat{R}_{r'}^\alpha(\tau)\} = c_1\delta(\alpha - \mu\tau) + c_2\delta(\alpha - \mu(\tau - T)) + R_{\bar{w}}(\tau)\delta(\alpha) \quad (11)$$

式中 $c_1 = A^2 \exp[j2\pi(f_0\tau + \mu\tau_m\tau + \mu\tau^2/2)] [c'_1 + c''_1 \cdot \exp(-j2\pi\mu T\tau)]$, c' 和 c''_1 为频点 $\mu\tau$ 对应的有效长度; $c_2 = A^2 c'_2 \exp\{j2\pi[f_0(\tau - T) + \mu\tau_m(\tau - T) + \mu(\tau - T)^2/2]\}$, c'_2 为频点 $\mu(\tau - T)$ 对应的有效长度, 其中, $c''_1 = (\tau_m - \tau)$, $c'_1 = (T - \tau_m - \tau)$, $c'_2 = \tau$ 。对于高斯白噪声, 若 $\tau \neq 0$, $R_{\bar{w}}(\tau) = 0$, 则 $\hat{R}_z^\alpha(\tau)$ 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 τ_m 改变时, 式(11)变为

$$E\{\hat{R}_{r'}^\alpha(\tau)\} = d_1\delta(\alpha - \mu\tau) + d_2\delta(\alpha - \mu(\tau - T)) + R_{\bar{w}}(\tau)\delta(\alpha) \quad (12)$$

式中 d_1 和 d_2 同 c_1 和 c_2 。由式(11)和式(12)可知, τ_m 的变化只改变了频点的幅度, 而没有改变频点。 τ 值已知时, 由尖峰对应的频点可以估计调频率 μ 。因此, 给定合适的 τ 值, 利用循环自相关可实现信号的检测和调频率的估计。得到调频率的估计 $\hat{\mu}$ 后, 构造基带信号, 首先对式(6)所示信号进行相位降阶处理可得,

$$\begin{aligned} r'_j(t) &= r'(t) \exp(-j\pi\mu t^2) \\ &\approx J_1 \text{rect}\left\{\frac{t - (T - \tau_m)/2}{T - \tau_m}\right\} \exp\{j2\pi(f_0 + \mu\tau_m)t\} \\ &\quad + J_2 \text{rect}\left\{\frac{t - (T - \tau_m)/2}{\tau_m}\right\} \\ &\quad \cdot \exp\{j2\pi[f_0 + \mu(\tau_m - T)]t\} \end{aligned} \quad (13)$$

式中 $J_1 = A \exp\{j2\pi(f_0\tau_m + \mu\tau_m^2)\}$, $J_2 = A \exp\{j2\pi[f_0(\tau_m - T) + \mu(\tau_m - T)^2]\}$, $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形函数。然后对信号 $r'_j(t)$ 作FFT处理, 可得到两个尖峰, 其频点分别为 $f_0 + \mu\tau_m$ 和 $f_0 + \mu(\tau_m - T)$, 上述两个步骤就是解线频调处理。解线频调的结果无法得到起始频率 f_0 的有效估计, 必须估计起始时间 τ_m 才能得到起始频率的有效估计。以接收信号第1点为起点, 截取长度为 $l = M'\hat{T}$ ($M' = \lceil T_{\text{obs}}/\hat{T} \rceil$)的信号, 以 Δ ($\Delta \in [0, \hat{T}/2]$)为步长依次截取 $l = (M' - 1)\hat{T}$ 长度的信号, 分别对其进行变窗长相干平均和循环自相关处理, 记录每次处理的最大值, 上述最大值构成了一条曲线, 根据曲线最小值对应的坐标可估计起始时间。

当 $T_0 \neq T$ 时, 为了便于分析, 假设 $\tau_m = 0$, 分段窗长 $T_0 \in [0, 3T/2)$, 可以证明, 当 $T_0 = T/2$ 时, 接收信号经过变窗长相干平均和循环自相关处理后的结果的绝对值最大, 其值为 $|R_{r'}^\alpha(\tau)_{T/2}| = (T - 2\tau)/4$; 在相同条件下, 当 $T_0 = T$ 时, $|R_{r'}^\alpha(\tau)_T| = T - \tau$ 。由此可以得到

$$\frac{|R_{r'}^\alpha(\tau)_{T_0 \neq T}|}{|R_{r'}^\alpha(\tau)_{T_0 = T}|} < \frac{1}{4} \quad (14)$$

式中 $T_0 \in [0, 3T/2)$ 。需要说明的是, $T_0 \in [3T/2, \infty)$ 时, 式(14)不成立, 在无噪声条件下, 某些 T_0 满足 $|R_{r'}^\alpha(\tau)_{T_0 \neq T}| > |R_{r'}^\alpha(\tau)_{T_0 = T}|$, 但是, 在低信噪比条件下, 由于信号的分段个数 M 减小, 相干平均处理后信噪

比增益减小，噪声抑制能力减弱，影响循环自相关处理结果，进而影响信号的检测和参数估计。因此，一般情况下，周期的搜索范围要尽量小，这样既可得到较好的检测效果，又可减小计算量。

由上述可得，在保证各分段信号全相干的情况下，通过在时域对信号进行分段平均，能有效地提高信噪比增益，且信噪比增益与分段数目成正比，然后通过循环平稳法实现从强背景噪声中提取微弱信号；若分段窗长不等于信号的周期，则各分段信号相干平均后的循环自相关处理结果远小于分段窗长为信号周期的处理结果。因此，对信号的周期进行全局搜索，通过检测峰值就可实现信号的检测、周期的精确估计和调频率的估计，从而完成后续的参数估计。此外，变窗长相干平均法只需要简单的复加；一次循环自相关只需要 T_0 次复乘和一次 FFT，计算量较小，整个算法的信号处理流程如图 2 所示。

需要说明的是，如果信号周期在给定的采样率下对应的点数(即采样率与周期的乘积)为整数，则该方法具有较好的性能；否则，该方法的性能将受到影响，然而，在实际应用中，采样率和信号周期的乘积基本上满足整数点的条件，并且选择合理的

采样率(如整百倍)则进一步避免上述问题。另外，该方法也适用于STLFMCW信号，由于STLFMCW信号可理解成正、负调频两个部分，因此可以将正、负调频部分看成两个SLFMCW信号，然后利用上述方法对信号进行分类处理，即一类为正调频部分，另一类为负调频部分。若考虑起始时间的影响，该方法对STLFMCW信号处理性能的最坏情况要比最好情况差3 dB。当然，对于变周期的LFMCW信号，该方法是不适用的。

4 仿真实验与结果分析

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

4.1 计算量分析

变窗长相干平均法有效地减小处理信号的长度，从而大大降低计算量。已知接收信号的长度为 T_{obs} ，对于给定的窗长 T_0 ，相干平均法只需要 $(M-1)T_0$ 次复加；对 T_0 点信号进行循环自相关处理，其中 FFT 的运算点数为 T_1 ，该处理需要 $T_0 + T_1/2lb(T_1)$ 次复乘和 $T_1lb(T_1)$ 次复加，因此，对于给定的窗长 T_0 ，完成一次处理需要 $(M-1)T_0 + T_1lb(T_1)$ 次复加和 $T_0 + T_1/2lb(T_1)$ 次复乘。假设 $T_0 \in [T_{begin}, T_{end}]$ ，令 $N_T = T_{end} - T_{begin}$ ，完成算法处理共需要 $N_T[(M-1)T_0 + T_1lb(T_1)]$ 次复加和 $N_T[T_0 + T_1/2lb(T_1)]$ 次复乘，复杂度低于目前常用的算法(文献[8]除外)，具体的计算量比较如表 1 所示。

其中 N_α 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_{radon} 为 Radon 变换的复加次数； $N_{stft} = \lfloor (T_{obs} - T_{stft}) / (1 - \gamma) T_{stft} \rfloor$ ， T_{stft} 为短时傅里叶变换的窗长， γ 为相邻两个窗在时域上的重叠率， T_{STFT} 为大于 T_{stft} 的整数且为 2 的整数次幂， N'_{stft} 为大于 N_{stft} 的整数且为 2 的整数次幂。

4.2 仿真实验

实验 1 在信噪比为 -15 dB 条件下进行目标检

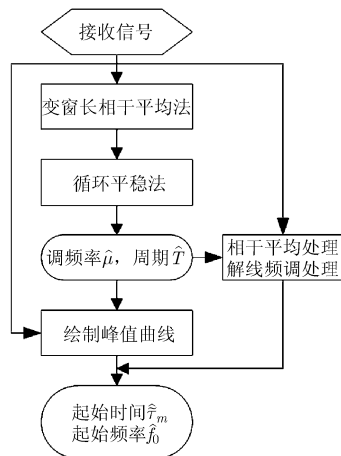


图2 本文算法信号处理流程图

表 1 常用算法计算量比较

算法	复乘次数	复加次数
魏格纳分布或模糊函数	$T_{obs}^2 + T_{obs}^2/2lb(T_{obs})$	$T_{obs}^2 lb(T_{obs})$
分数阶傅里叶变换	$N_\alpha [2T_{obs} + T_{obs}/2lb(T_{obs})]$	$N_\alpha [T_{obs} lb(T_{obs})]$
文献[4]算法	$3PLlb(P) + 3PL + QLlb(L) + 5T_{obs}$	$3PLlb(P) + QLlb(L) + 17T_{obs} + N_{radon}$
文献[8]算法	$N_{stft} \cdot T_{STFT} lb(T_{STFT}) / 2 + N'_{stft} lb(N'_{stft})$	$N_{stft} T_{STFT} lb(T_{STFT}) + 2N'_{stft} lb(N'_{stft})$
本文算法	$N_T [T_0 + T_1/2lb(T_1)]$	$N_T [(M-1)T_0 + T_1lb(T_1)]$

测, 并与文献[4], 文献[6], 文献[8]和文献[9]的检测结果进行比较。为了减小计算量, 文献[4], 文献[6]和文献[9]只利用 3 个周期长度的信号, 而本文算法和文献[8]的周期个数仍为 40, 需要说明的是, 按照给定的参数, 文献[4], 文献[6], 文献[8]和文献[9]的复乘次数分别为 1.0046×10^5 , 2.3790×10^7 , 1.1648×10^6 和 5.7242×10^6 , 复加次数分别为 1.6700×10^9 , 4.1081×10^7 , 5.8240×10^5 和 2.3765×10^7 , 并且文献[4], 文献[6], 文献[8]和文献[9]的检测效果由于噪声的影响不会随着信号长度的增加而提高, 而本文的复乘次数为 1.7303×10^6 , 复加次数为 2.0194×10^7 , 可见本文算法的计算量小于文献[4,6,9]的计算量, 但是大于文献[8]的计算量。图 3(a)为文献[4]方法的检测结果, 该方法首先对信号进行信道化处理, 然后将其结果进行高阶累积分量处理得到时频分布, 最后利用线积分 Radon 变换积累信号的能量, 该图为 Radon 变换后的结果, 由于起始时间使得结果的尖峰幅度改变, 加上噪声和滤波器参数的影响, 从图中无法得到有效的尖峰; 图 3(b)为文献[6]的检测结果图, 该方法首先利用 Radon-Ambiguity 变换估计调频率, 然后将其代入 FRFT 变换进而估计周期和起始频率, 该图为 Radon-Ambiguity 变换后的结果, 由于起始时间、噪声和交叉项的影响, 从图中不能得到有关调频率信息的尖峰, 而图中明显的尖峰由噪声引起; 图 3(c)为文献[8]方法的检测结果, 该方

法首先利用短时傅里叶变换得到信号的时频变化曲线, 然后对该曲线进行傅里叶级数分解进而得到信号参数的估计, 该图为信号经短时傅里叶变换得到的时频变化曲线, 由于噪声的严重影响和短时傅里叶变换的限制, 该方法不能有效地提取信号的时频变化曲线, 进而无法实现信号参数的有效估计; 图 3(d)为文献[9]的检测结果, 该方法首先对信号进行 FRFT, 然后利用聚类对包含信号参数的尖峰进行分类, 从而得到更好的估计结果, 但是该算法受到噪声和聚类参数的影响, 从图中无法得到有效的聚类, 该图即为聚类后的结果, 从图中无法得到有关调频率信息的有效聚类。图 3(e)为信号周期点数为非整数时本文算法中循环平稳法后的结果, 由于分段窗长无法完全匹配信号周期, 变窗长相干平均不能有效地提高信噪比, 因此, 图中没有明显的尖峰, 当然, 在实际应用中, 一般不存在图 3(e)的情况, 即使存在也可以通过选择合理的采样率(如整百倍)避免; 图 3(f)为信号周期点数为整数时本文算法中循环平稳法后的结果, 图中可以明显地看到一个尖峰, 通过该尖峰完成信号的检测及调频率和周期的估计。由图 3 可以看出, 本文算法目标检测效果明显优于前 4 种算法。

实验 2 均方根误差曲线验证算法的性能。利用 Monte Carlo 法, 信噪比从 -20 dB 开始, 以 1 dB 为步长递增至 0 dB, 每个信噪比条件下模拟 200 次。

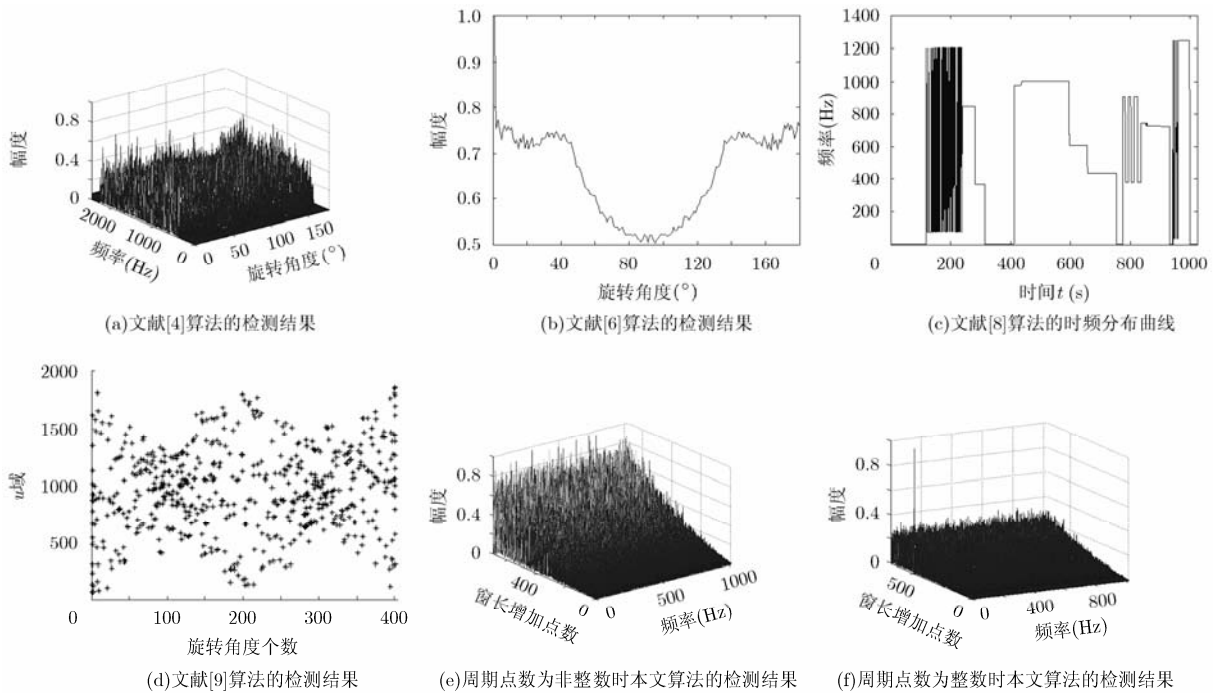


图 3 信噪比为 -15 dB 时各种算法的检测结果

循环自相关运算采用 FFT 快速算法, 为了提高估计精度, 通过插值使得 FFT 运算点数为 1024。采用均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE) E_{RMS} 来考察算法的估计性能, 均方根误差定义为 $E_{\text{RMS}} = \left[1/N_r \left(\sum_{r=1}^{N_r} \|\hat{p}_r - p\|^2 \right) \right]^{1/2}$, 其中 N_r 为 Monte Carlo 实验运行的次数, \hat{p}_r 为第 r 次 Monte Carlo 实验中参数 p 的估计值。图 4 给出了 LFM CW 信号参数估计的均方根误差图, 图 4(a), 图 4(b), 图 4(c) 和图 4(d) 分别为调频率、周期、起始时间和起始频率的均方根误差比较图, 其中文献[4,6,8,9]没有估计起始时间, 并且文献[6,9]由于没有考虑起始时间的影响, 其起始频率对应的的均方根误差较大, 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 4(d) 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进行有效的估计, 由图 4 可以看出, 本文所提方法在周期个数为 40 且信噪比为 -18 dB 时仍能有效地估计信号参数, 证明了较优的抗噪声性能。

实验 3 不同周期个数条件下本文算法的检测性能比较。图 5(a), 图 5(b) 和图 5(c) 分别为 -18 dB

信噪比条件下周期个数分别为 40, 80 和 160 时所提算法中循环平稳法后的检测结果, 图 5(a) 为周期个数为 40 的检测结果, 图 5(b) 为周期个数为 80 的检测结果, 图 5(c) 为周期个数为 160 的检测结果。图 5(d) 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, 本文算法正确检测到尖峰的概率大于等于 95% 的最低信噪比。由图 5 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。

5 结论

本文利用 LFM CW 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 LFM CW 信号的检测与参数估计方法。该方法首先采用变窗长相干平均法提高信噪比的增益, 然后利用循环平稳法完成信号的检测和参数估计。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。同理, 该方法也可以应用于其他形式的 FMCW 信号的检测与参数估计。

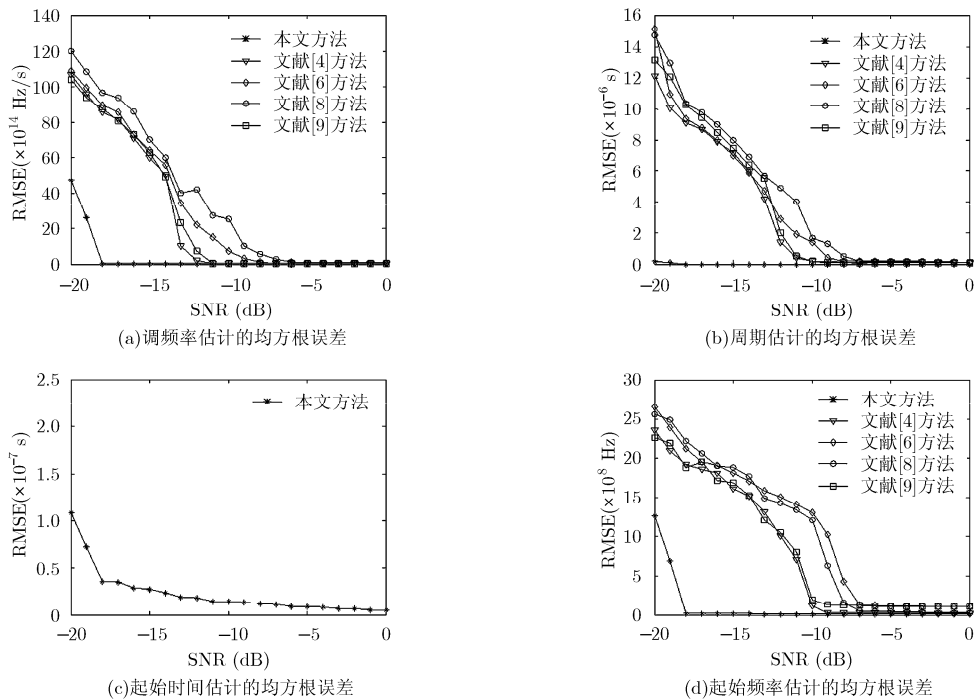


图 4 LFM CW 信号参数估计的均方根误差

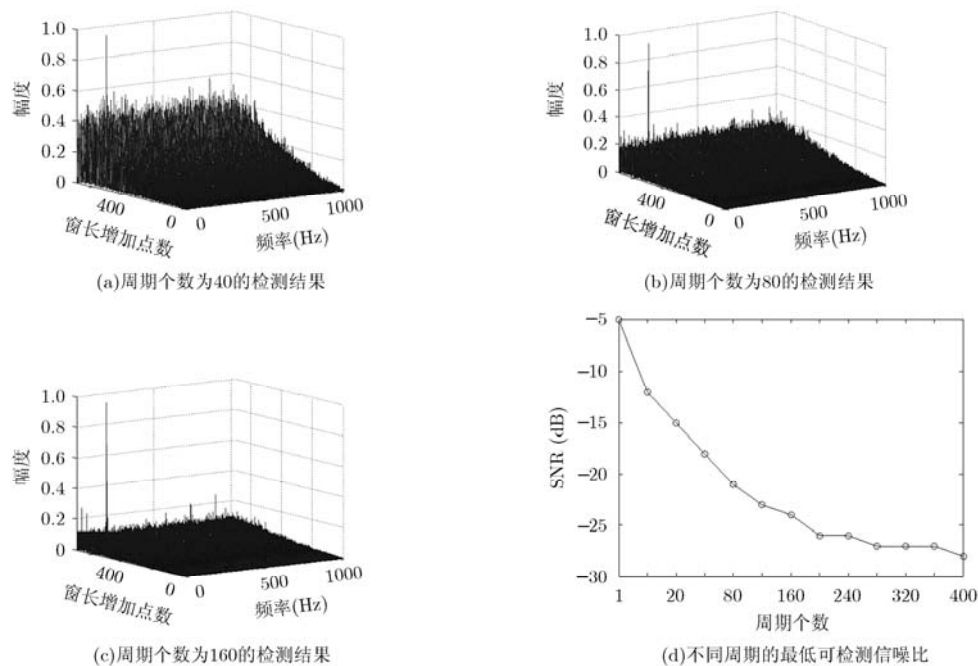


图5 不同周期个数条件下的性能比较

参考文献

- [1] 于彬彬, 刘畅, 王岩飞. 一种滑动聚束模式 FMCW-SAR 快速回波模拟算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(8): 1879-1884.
Yu Bin-bin, Liu Chang, and Wang Yan-fei. A fast echo signal simulating algorithm for sliding spotlight mode FMCW-SAR[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(8): 1879-1884.
 - [2] 朱仁飞, 朱小鹏, 张群. 基于调频连续波信号的双基地 ISAR 成像研究[J]. 宇航学报, 2012, 33(2): 222-227.
Zhu Ren-fei, Zhu Xiao-peng, and Zhang Qun. Imaging study on bi-static ISAR based on frequency modulation continuous wave[J]. *Journal of Astronautics*, 2012, 33(2): 222-227.
 - [3] 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 Huan-yao and Jiang Hong-yu. 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.
 - [4] 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, 27(3): 520-525.
Feng Zhi-hong, Lai Tao, and Zhao Yong-jun. Parameter estimation of STLFMCW signals in low SNR[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2012, 27(3): 520-525.
 - [5] Liu Feng, Xu Hui-fa, Sun Da-peng, 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.
 - [6] 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 Wei-ming, Wang Min, and Wu Shun-jun. Detection and parameter estimation of symmetrical triangular linear frequency modulation continuous wave signal[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2005, 20(5): 594-597.
 - [7] Geroleo F G and Pearce M B. Detection and estimation of LFM CW radar signals[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(1): 405-418.
 - [8] 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 Yun-xiang, Liu Yu, and Huang Hui-hui. Parameters estimation of LFM CW signals[J]. *Modern Radar*, 2006, 28(3): 40-43.
 - [9] 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 Hui-fa, and 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.
 - [10] Millioz F and Davies M. Sparse detection in the chirplet transform: application to FMCW radar signals[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(6): 2800-2813.
 - [11] 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 Zhi-fei, Sun Jin-cai, and Niu Yi-long. A better method of frequency estimation for sinusoidal signals using coherent average[J]. *Journal of Northwestern Polytechnical University*, 2009, 27(3): 387-390.
 - [12] 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 and Ji Hong-bing. A cyclostationarity based iterative algorithm for chirp signal phase parameter estimation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(4): 868-871.
- 朱文涛: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为雷达信号检测与参数识别、认知雷达。
郑纪彬: 男, 1986 年生, 博士生, 研究方向为宽窄带雷达目标检测、认知雷达。
苏涛: 男, 1968 年生, 教授, 研究方向为面向雷达、声呐、通信的高速实时信号处理、认知雷达。