

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.09.012

基于循环自相关的正弦调频信号参数估计新方法^{*}

黄浩^{**},李昀豪,祝俊

(电子科技大学 电子工程学院,成都 611731)

摘 要:为解决现有的正弦调频(SFM)信号参数估计方法运算复杂度高、受信噪比限制等问题,提出了一种基于循环自相关的 SFM 信号参数估计新方法。首先分析了 SFM 信号循环自相关函数特征,推导了信号调制频率的估计表达式;然后对信号延时相乘以去除其正弦调制特性,得到单频信号并估计信号载频。最后,利用信号频率调制的周期性,对下变频至零频的信号进行周期累加以减少噪声影响,通过对累加后的信号进行瞬时频率计算得到调制指数估计值。仿真表明,信噪比(SNR)大于6 dB时,各参数估计值的均方根误差小于-18 dB。该算法计算量较小,为同等条件下利用卡森准则(CR)方法的 16%,便于工程实现。

关键词:正弦调频信号;循环自相关;参数估计;周期累加

中图分类号:TN971.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)09-1180-06

A New Sinusoidal FM Signal Parameters Estimation Algorithm Based on Cyclic Autocorrelation

HUANG Hao, LI Yun-hao, ZHU Jun

(College of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: A new approach for Sinusoidal Frequency Modulation (SFM) signal based on cycle autocorrelation function is proposed to lower the computational complexity and adapt lower Signal to Noise Ratio (SNR). First, by computing the cyclic autocorrelation function of SFM signal and analyzing its traits, the estimation for modulated frequency is given. By delay-and-compute the SFM signal, its sinusoidal modulation character is eliminated and it becomes a single-frequency signal from which the carrier frequency can be estimated. Utilizing the periodicity of the frequency modulation, the zero frequency signal after down conversion is periodically accumulated to decrease the effect of noise. Then, the FM coefficient can be obtained by estimating the instantaneous frequency of the accumulated signal. The simulation results demonstrate that when $SNR \geq 6$ dB, the Root Mean Square Error(RMSE) is lower than -18 dB. The computation of the algorithm which is just 16% of the one of Carson Rule (CR) under the same conditions shows that the algorithm is easy for engineering realization.

Key words: sinusoidal FM; cyclic autocorrelation; parameter estimation; periodic accumulation

1 引 言

作为一种典型的非线性调频信号,正弦调频(Sinusoidal Frequency Modulation, SFM)信号具有截获概率低、距离分辨率高等特点,其在雷达^[1]、通信^[2]、声纳^[3]等领域有广泛的应用前景。SFM 信号的检测

及参数估计已成为当前雷达及通信信号处理的热点研究问题^[4]。Barbarossa 和 Lemoine 利用重分配平滑伪 Wigner-Ville 分布(RSPWVD)方法和 Hough 变换估计 SFM 信号的参数,但存在计算量大和交叉项不能准确估计信号参数的问题^[5]。吕远等将 SFM 信号建模为高阶多项式相位信号模型,通过离散多项式

^{*} 收稿日期:2013-04-18;修回日期:2013-06-06 Received date:2013-04-18;Revised date:2013-06-06
^{**} 通讯作者:harold_huang@foxmail.com Corresponding author: harold_huang@foxmail.com

变换确定模型阶数,实现 SFM 信号参数估计,但受限于调制系数^[6]。文献[7]提出一种基于离散正弦调频变换(DSFMT)的单分量 SFM 信号参数估计方法,该方法能完整保留 SFM 信号的调制频偏和调制频率信息,但受限于信噪比且具有信号不可重构等缺陷。文献[8]对 SFM 信号进行时频分析,提出一种基于时频脊提取-随机 Hough 变换的 SFM 信号参数估计方法,该方法较传统的基于时频分析-Hough 变换方法有计算量和存储空间上的优势,但同时也具有多值性等缺点。文献[9]利用 SFM 信号频谱对称的特征,提出一种利用卡森准则的 SFM 信号参数估计方法,该方法不受调制指数限制,但在低信噪比情况下调制参数估计性能欠佳。可见,现有的 SFM 信号参数估计方法普遍存在运算量大、在低信噪比情况下参数估计性能欠佳等缺点。

本文在分析 SFM 信号模型及其循环自相关函数特性的基础上,提出了一种新的 SFM 信号参数估计方法,以解决现有算法计算量大且受限于信噪比等问题。利用循环自相关函数包络峰值周期出现的特性,推导了信号调制频率的估计方法;通过 SFM 信号延时相乘,去除其正弦调制特性,给出信号载频的估计表达式;接着将信号下变频至零频,通过计算其瞬时频率,得到调制指数估计值。本文算法核心为循环自相关函数,与现有算法相比,具有计算量小的优势。利用信号频率调制的周期性,通过周期累加减少了噪声影响,提高了算法的抗噪性能。仿真结果验证了本文算法的正确性和有效性。

2 信号模型

信号 $x(t)$ 的自相关函数为

$$R_x(t, \tau) = E\{x(t)x^*(t - \tau)\} \quad (1)$$

式中, τ 为延迟时间, E 为求期望。

循环自相关函数实质为自相关函数的广义傅里叶系数,信号 $x(t)$ 的循环自相关函数定义为

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L} \int_0^L R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (2)$$

式中, L 为信号长度, α 为循环频率。

循环自相关函数可由相应的时间自相关函数近似得到,如式(3)所示:

$$R_x^\alpha(\tau) \approx \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L} \int_0^L x(t)x^*(t - \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (3)$$

复 SFM 信号建模为

$$s(t) = A \exp[j2\pi f_0 t + jm_f \sin(2\pi f_m t + \theta)] \quad (4)$$

式中, A 为幅度, f_0 为载波频率, m_f 为调制指数, f_m 为调制频率, θ 为调制初相。

SFM 信号 $s(t)$ 的循环自相关函数可近似表示为

$$R_s^\alpha(\tau) \approx \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L} \int_0^L s(t)s^*(t - \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt = A^2 e^{-j2\pi f_0 \tau} \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L} \int_0^L e^{jm_f \psi(t, \tau)} dt \quad (5)$$

其中:

$$\psi(t, \tau) = 2\cos(2\pi f_m t + \theta - \pi f_m \tau) \sin(\pi f_m \tau) - 2\pi\alpha t / m_f \quad (6)$$

式(6)中,当循环频率 $\alpha = 0$ 、 $\pi f_m \tau = k\pi$ 、 $k = 0, 1, 2, 3 \cdots$ 时, $\psi(t, \tau) = 0$ 。由复合函数性质可知,此时 $|R_s^0(\tau)|$ 有极大值,即 $|R_s^0(\tau)|$ 以 $T = 1/f_m$ 为周期出现峰值。

3 算法原理

3.1 调制频率估计

根据 $|R_s^0(\tau)|$ 以 $T = 1/f_m$ 为周期出现峰值的特性,对 $|R_s^0(\tau)|$ 峰值对应的位置进行搜索即可得到调制频率 f_m 的估计值 $\hat{f}_m$ 。

调制频率估计算法流程如下:

(1)由式(5)计算 SFM 信号在 $\alpha = 0$ 处的循环自相关函数,并取其模值,得到 $|R_s^0(\tau)|$;

(2)寻找 $|R_s^0(\tau)|$ 的极高峰,搜索每个周期大于 $0.5\max(|R_s^0(\tau)|)$ 的值的起始点,分别记为 $id1_i$ 和 $id2_i$, i 代表周期数;

(3)利用重心法对周期出现的峰值位置进行估计,峰值的位置

$$id3_i = id1_i + \frac{\sum_{m=id1_i}^{id2_i} [|R_s^0(m)| (m - id1_i + 1)]}{\sum_{m=id1_i}^{id2_i} |R_s^0(m)|} \quad (7)$$

其中, i 代表周期数;

(4)对峰值位置 $id3_i$ 进行差分运算并求平均,得到峰值出现周期 T 的估计值 $\hat{T}$,则 $\hat{f}_m = 1/\hat{T}$ 。

3.2 载频估计

SFM 信号的频率调制函数为正弦函数,去除其频率调制特性后,即可估计 SFM 信号载频。

SFM 信号和其延时 $\tau_0 = l/(2\hat{f}_m)$, $l = 1, 3, 5, 7 \cdots$ 后的信号相乘,有

$$s(t)s(t + \tau_0) = A^2 e^{j2\pi f_0 t + jm_f \sin(2\pi f_m t + \theta)}.$$

$$\begin{aligned} & e^{j2\pi f_0(t+\tau_0)+jm_f\sin(2\pi f_m(t+\tau_0)+\theta)} = \\ & A^2 e^{j2\pi(2f_0t+f_0\tau_0)} \cdot \\ & e^{jm_f[\sin(2\pi f_m t+\theta)+\sin(2\pi f_m(t+\tau_0)+\theta)]} \quad (8) \end{aligned}$$

易知, $\tau_0 = l/(\hat{2f}_m)$, $l = 1, 3, 5, 7 \cdots$ 时,

$$\sin(2\pi f_m(t+\tau_0)+\theta) = -\sin(2\pi f_m t+\theta) \quad (9)$$

则

$$s(t)s(t+\tau_0) = A^2 e^{j2\pi(2f_0t+f_0\tau_0)} \quad (10)$$

通过延时相乘, 去除了 SFM 信号的正弦调制特性, 得到载频为 $2f_0$ 的单频信号 $s(t)s(t+\tau_0)$, 估计 $s(t)s(t+\tau_0)$ 的载频则可估计原 SFM 信号的载频 f_0 。其算法流程如下:

(1) 取 $\tau_0 = l/(\hat{2f}_m)$, 计算 $s(t)s(t+\tau_0)$, 并求其频谱;

(2) 利用矩形窗的峰值位置估计算法^[10]估计信号 $s(t)s(t+\tau_0)$ 的载频 $\hat{f}_e$;

(3) SFM 信号载频的估计值 $\hat{f}_0 = \hat{f}_e/2$ 。

下面讨论不同的 l 值对载频估计值 $\hat{f}_0$ 均方根误差的影响。

定义函数:

$$g(\omega) = \int_0^{L-\tau_0} s(t)s(t+\tau_0)e^{-j\omega t} dt \quad (11)$$

$$\begin{aligned} g_n(\omega) = & \int_0^{L-\tau_0} [s(t+\tau_0)n(t) + n(t+\tau_0)s(t) + n(t+ \\ & \tau_0)n(t)] e^{-j\omega t} dt \quad (12) \end{aligned}$$

其中, L 为信号长度, $n(t)$ 为零均值、方差为 σ^2 的高斯白噪声, $g_n(\omega)$ 是加信噪声 $n(t)$ 对 $g(\omega)$ 的干扰项。

令 $\omega_0 = \hat{\omega}_0 + \delta\omega$, 其中 $\hat{\omega}_0 = 2\pi \cdot 2\hat{f}_0$, $\delta\omega$ 为估计值 $\hat{\omega}_0$ 与真实值 ω_0 之间的偏差, 则 $\hat{\omega}_0$ 的均方根误差可做如下近似^[11]:

$$E\{(\delta\omega)^2\} \approx \left[\frac{\partial^2 f(\omega_0)}{\partial^2 \omega} \right]^{-2} \cdot E\left\{ \left[\frac{\partial f_n(\omega_0)}{\partial \omega} \right]^2 \right\} \quad (13)$$

其中:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 f(\omega_0)}{\partial^2 \omega} = & 2\text{Re}\left\{ g(\omega_0) \frac{\partial^2 g^*(\omega_0)}{\partial^2 \omega} + \frac{\partial g(\omega_0)}{\partial \omega} \frac{\partial g^*(\omega_0)}{\partial \omega} \right\} = \\ & -\frac{1}{6} A^4 (L-\tau_0)^4 \quad (14) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial f_n(\omega_0)}{\partial \omega} = 2\text{Re}\left\{ g(\omega_0) \frac{\partial g_n^*(\omega_0)}{\partial \omega} + \frac{\partial g_n(\omega_0)}{\partial \omega} g_n^*(\omega_0) \right\} \quad (15)$$

$$E\left\{ \left[\frac{\partial f_n(\omega_0)}{\partial \omega} \right]^2 \right\} = \frac{1}{6} A^4 (2A^2 + \sigma^2) \sigma^2 (L-\tau_0)^5 \quad (16)$$

结合式(13)、(14)、(16)和关系 $\hat{f}_0 = \hat{\omega}_0/4\pi$ 可得

$$E\{(\delta f_0)^2\} \approx \frac{3\pi^2}{4 \cdot SNR \cdot (L-\tau_0)^3} \left(1 + \frac{1}{2 \cdot SNR} \right) \quad (17)$$

其中, $\delta f_0 = f_0 - \hat{f}_0$ 为载频估计值 $\hat{f}_0$ 与真实值 f_0 之间的偏差, $SNR = A^2/\sigma^2$ 为信噪比。

由式(17)可知, 考虑 SNR 一定, 当 $l = 1$ 时, $\tau_0 = 1/(\hat{2f}_m)$, 此时载频估计值 $\hat{f}_0$ 的均方根误差有最小值。

3.3 调制指数估计

利用载频的估计值 $\hat{f}_0$, 将式(4)所示 SFM 信号下变频至零频, 有

$$s_0(t) = s(t) \exp(-j2\pi \hat{f}_0 t) = \exp[jm_f \sin(2\pi f_m t + \theta)] \quad (18)$$

信号 $s_0(t)$ 的瞬时相位为 $m_f \sin(2\pi f_m t + \theta)$, 且以 $1/f_m$ 为周期。

$$\text{令 } T = 1/f_m, A = \int_0^T m_f \sin(2\pi f_m t + \theta) e^{-j2\pi f_m t} dt,$$

则有

$$\begin{aligned} A = & \int_0^T m_f \sin(2\pi f_m t + \theta) e^{-j2\pi f_m t} dt = \\ & m_f \int_0^T \sin(2\pi f_m t + \theta) \cos(2\pi f_m t) dt - \\ & j m_f \int_0^T \sin(2\pi f_m t + \theta) \sin(2\pi f_m t) dt = \\ & m_f \sin(\theta) \int_0^T [1 - \sin^2(2\pi f_m t)] dt - \\ & j m_f \cos(\theta) \int_0^T \sin^2(2\pi f_m t) dt \quad (19) \end{aligned}$$

由正弦函数性质可知,

$$\int_0^T \sin^2(\omega t) e^{-j\omega t} dt = T/2 \quad (20)$$

则有

$$A = m_f T [\sin(\theta) - j \cos(\theta)]/2 \quad (21)$$

$$|A| = m_f T/2 \quad (22)$$

为降低噪声的影响, 提高算法的参数估计性能, 以 $T = 1/f_m$ 为周期, 对 $s_0(t)$ 积累后求其平均, 则

$$\begin{aligned} s_{\text{smooth}}(t) = & \text{mean}\left[\sum_{k=0}^{K-1} s_0(t+k/f_m) \right] = \\ & \exp[jm_f \sin(2\pi f_m t + \theta) + j\varphi] \quad (23) \end{aligned}$$

其中, $t = 0 \sim 1/f_m$, $\text{mean}[\cdot]$ 代表取均值, K 为积累周期数。

其算法流程如下:

(1) 由载频估计值 $\hat{f}_0$, 按式(18)对 SFM 信号进行重构, 得到信号 $s_0(t)$;

(2) 以 $\hat{T} = 1/\hat{f}_m$ 为周期, 按式(23)对 $s_0(t)$ 分段

叠加取平均,得到信号 $s_{\text{smooth}}(t)$;

(3)计算信号 $s_{\text{smooth}}(t)$ 的瞬时相位;

(4)按式(19)构造信号 A ,并取其模值 $|A|$;

(5)结合调制频率估计值 $\hat{f}_m$ 和式(22),调制指数估计值 $\hat{m}_f = 2|A|/\hat{T}$,其中 $\hat{T} = 1/\hat{f}_m$ 。

3.4 算法复杂度分析

本文从 SFM 信号循环自相关函数的特性出发,提出了 SFM 信号的参数估计方法,其计算量分析如表 1 所示,其中 SFM 信号 $s(t)$ 的循环自相关函数 $R_s^0(\tau)$ 由式 $R_s^0(\tau) = \text{IFFT}((|\text{FFT}(s(t))|)^2)$ 高效实现,表中 N 为信号点数, P 为 FFT 点数, M 为一个周期信号点数。基于卡森准则(CR)算法的计算量如表 2 所示,表中 Q 为低通滤波器阶数, T 代表谱峰搜索时间。当 $N = 1\,024$, $P = 1\,024$, $M = 100$, $Q = 32$ 时,本文提出算法的计算量为 25 988, CR 算法的计算量为 163 840,本文的计算量仅为 CR 算法的 16%,大大降低了计算的复杂度。可见,相比于 CR 算法,本文所提算法更易于工程实现。

表 1 本文算法计算量			
Table 1 Computation of algorithm presented in this paper			
参数	运算名	运算细节	计算量
f_m	循环自相关函数	FFT	$N\text{lb}N$
		平方运算	$3N$
		IFFT	$N\text{lb}N$
f_0	延时相乘载频	复数乘法	$4N$
		FFT 长度 P	$P\text{lb}P$
		平方运算	$3P$
m_f	反正切 $ A $	泰勒级数	$63M$
		复数乘法	$2M$
合计	$2N\text{lb}N + P\text{lb}P + 7N + 3P + 65M$		

表 2 CR 算法计算量			
Table 2 Computation of CR			
参数	运算名	运算细节	计算量
f_0	频谱	FFT	$N\text{lb}N$
	功率谱	平方运算	$3N$
	迭代	DFT	$3N$
	反正切	泰勒级数	$63N$
f_m	线性拟合	式(9)~(10)	$6N - 2$
	低通滤波	Q 阶	$2QN - N$
	瞬时频率 FFT	FFT	$N\text{lb}N$
	迭代	DFT	$3N$
m_f	B	谱峰搜索	$1T$
合计	$2N\text{lb}N + 76N + 2QN$		

4 仿真分析

4.1 算法正确性和有效性

仿真条件:SFM 信号各参数取值为 $A = 1$, $f_0 = 0.15$, $f_m = 0.01$, $m_f = 0.01$, 信号点数 $N = 1\,024$ 。式(8)中 $l = 1$, 式(23)中积累周期数 $K = 10$, SNR 取值范围为 $-5 \sim 15$ dB, 步进为 1 dB, 对每个 SNR 进行 500 次 Monte Carlo 实验。

图 1~3 分别给出了本文算法(CA)、CR 算法在不同 SNR 取值下 SFM 信号调制频率、载频和调制指数估计的均方根误差。如图 1 所示, 当 $\text{SNR} \geq -5$ dB 时, 本文调制频率估计的均方根误差低于 CR 算法 34 dB 左右。如图 2 所示, 当 $\text{SNR} \geq 5$ dB 时, 本文载频估计的均方根误差低于 CR 算法 3 dB 左右。当 $\text{SNR} \geq 7$ dB 时, 本文调制指数估计的均方根误差低于 CR 算法 8 dB 左右, 如图 3 所示。

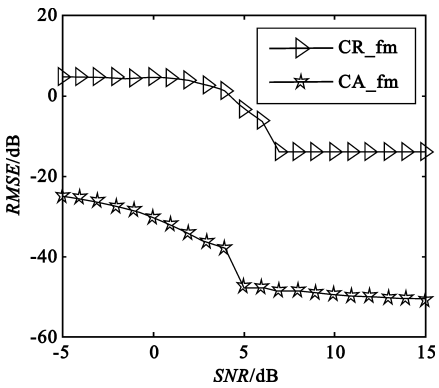


图 1 SFM 信号调制频率估计的均方根误差
Fig.1 RMSE of modulated frequency

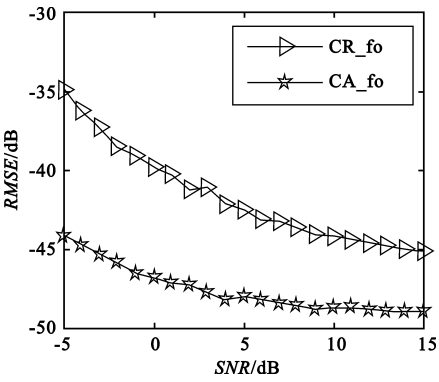


图 2 SFM 信号载频估计的均方根误差
Fig.2 RMSE of carrier frequency

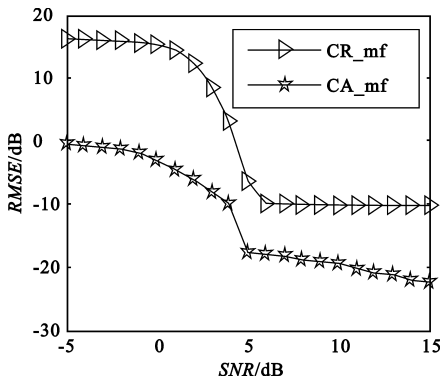


图 3 SFM 信号调制指数估计的均方根误差
Fig.3 RMSE of FM coefficient

4.2 不同 l 值对载频估计值的影响

仿真条件: SFM 信号各参数取值为 $A = 1, f_0 = 0.15, f_m = 0.01, m_f = 0.01$, 信号点数 $N = 1\,024$ 。 $SNR = 10$ dB, 式(8)中 l 取值范围为 $1 \sim 19$, 步进为 2, 对每个 l 值进行 500 次 Monte Carlo 实验。

图 4 给出了不同 l 值下 SFM 信号载频估计的均方根误差。如图 4 所示, 随着 l 值的增加, SFM 信号载频估计的均方根误差增加。当 $l = 1$ 时, 式(8)中 $\tau_0 = 1/(2\hat{f}_m)$, 此时载频估计值 $\hat{f}_0$ 的均方根误差有最小值。仿真结果与式(17)所示结果一致。

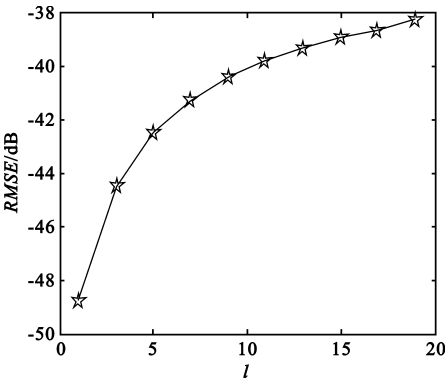


图 4 l 值对载频估计均方根误差的影响
Fig.4 RMSE of carrier frequency as function of l

4.3 不同积累周期 K 对调制指数估计值的影响

仿真条件: SFM 信号各参数取值为 $A = 1, f_0 = 0.15, f_m = 0.01, m_f = 0.01$, 信号点数 $N = 1\,024$ 。 式(8)中 $l = 1, SNR = 10$ dB, 式(23)中积累周期数 K 取值范围为 $1 \sim 10$, 步进为 1, 对每个 K 值进行 500 次 Monte Carlo 实验。

图 5 给出了不同 K 值下 SFM 信号调制指数估计的均方根误差。由图 5 可知, 积累周期数 K 值越大, 调制指数估计的均方根误差越小。积累 K 个周

期, 信号调制指数估计精度能提高约 $5 \cdot \lg K$ dB。

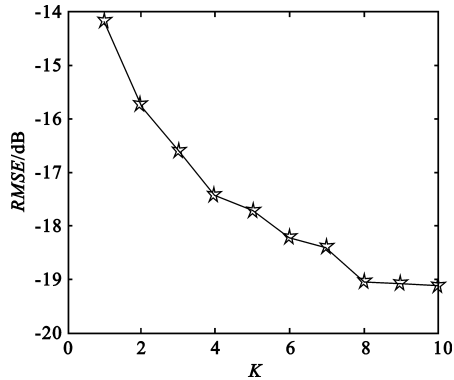


图 5 K 值对调制指数估计均方根误差的影响
Fig.5 RMSE of FM coefficient as function of K

5 结 论

基于循环自相关, 本文研究了一种新的 SFM 信号参数估计方法。在分析 SFM 信号循环自相关函数特性的基础上, 依次对 SFM 信号调制频率、载频及调制指数进行估计。仿真结果表明, 该算法具有良好的抗噪性能, 当 $SNR \geq 10$ dB 时, 各参数估计值均方根误差低于 -18 dB。同时, 算法计算量小, 为同等条件下 CR 方法的 16%, 在工程上具有良好的实用价值。

本文方法适用于单分量 SFM 信号的参数估计问题, 如何改进算法, 使其适用于多分量 SFM 信号的参数估计情况, 将是我们进一步研究的内容。

参考文献:

- [1] Chen V C, Li F, Ho S, et al. Micro-Doppler effect in radar: phenomenon, model and simulation study [J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic System, 2006, 42(1): 2 – 21.
- [2] Stankovic L, Djukanovic S. Local polynomial Fourier transformation receiver for non-stationary interference excision in DSSS communication [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(4): 1627 – 1636.
- [3] Ward S. The use of sinusoidal frequency modulated pulses for low – Doppler detection [C]//Proceedings of 2001 MTS/ IEEE Conference and Exhibition. Honolulu, HI: IEEE, 2001: 2147 – 2151.
- [4] Deng B, Qin Y L, Wang H Q, et al. SFM signal detection and parameter estimation based on pulse-repetition-interval transform [C]//Proceedings of the 20th European Signal Processing Conference. Bucharest: IEEE, 2012: 1855 – 1859.
- [5] Barbarossa S, Lemoine O. Analysis of nonlinear FM signals by pattern recognition of their time-frequency representation [J]. IEEE Signal Processing Letters, 1996, 3(4): 112 – 115.
- [6] 吕远, 祝俊, 唐斌. 基于 DPT 的非线性调频信号参数估

- 计[J]. 电子测量与仪器学报, 2009, 23(6): 63 – 67.
- LV Yuan, ZHU Jun, TANG Bin. Estimation of nonlinear FM signal parameter based on DPT[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2009, 23(6): 63 – 67. (in Chinese)
- [7] 陈晶. 线性调频信号与正弦调频信号参数估计方法[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2012.
- CHEN Jing. Parameters Estimation Methods of Linear Frequency Signals and Sinusoidal Frequency Signals [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2012. (in Chinese)
- [8] 刘进云, 赵锋, 李永祯, 等. 基于时频脊提取—随机 Hough 变换的正弦调频信号参数估计[J]. 信号处理, 2009, 25(8A): 47 – 49.
- LIU Jin-yun, ZHAO Feng, LI Yong-zhen, et al. Parameter Estimation of SFM Signal Based on Time-Frequency Ridge Extraction and Random Hough Transformation [J]. Signal Processing, 2009, 25(8A): 47 – 49. (in Chinese)
- [9] 熊辉, 吕远, 曾德国, 等. 利用卡森准则的正弦调频信号参数估计方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2010, 24(4): 353 – 357.
- XIONG Hui, LV Yuan, ZENG De-guo, et al. SFM Signal Parameters Estimation Algorithm Based on Carson Rule [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2010, 24(4): 353 – 357. (in Chinese)
- [10] James T. 宽带数字接收机[M]. 2 版. 杨小牛, 译. 北京: 电子工业出版社, 2002: 82.
- James T. Digital techniques for wideband receiver [M]. 2nd Edition. Translated by YANG Xiao-niu. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002: 82. (in Chinese)

- [11] Peleg S, Porat B. Linear FM Signal Parameter Estimation from Discrete-Time observations [J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic system, 1991, 27(4): 607 – 616,

作者简介:



黄 浩(1989—), 男, 四川遂宁人, 2011 年于电子科技大学获学士学位, 现为硕士研究生, 主要研究方向为信号检测、参数估计与识别;

HUANG Hao was born in Suining, Sichuan Province, in 1989. He received the B.S. degree from University of Electronic Science and Technology of China in 2011. He is now a graduate student. His research concerns signal detection, parameter estimation and recognition.

Email: harold_huang@foxmail.com

李昀豪(1987—), 男, 重庆人, 现为电子科技大学博士研究生, 主要从事雷达及电子对抗技术的研究;

LI Yun-hao was born in Chongqing, in 1987. He is currently working toward the Ph.D. degree. His research concerns radar and electronic warfare.

Email: kalec_li@sina.com

祝 俊(1973—), 男, 四川南充人, 博士后, 主要从事雷达及电子对抗技术的研究。

ZHU Jun was born in Nanchong, Sichuan Province, in 1973. He is now a post-doctoral researcher. His research concerns radar and electronic warfare.

Email: uestczhujun@163.com