

文章编号: 1001-893X(2012)10-1628-05

基于脉冲积累的 LFM 脉冲调制斜率的 ML 估计方法^{*}

汝小虎¹, 王 聪², 李 悦³, 姜文利¹

(1. 国防科学技术大学 电子科学与工程学院, 长沙 410073; 2. 海军航空工程学院 电子信息工程系, 山东 烟台 264000; 3. 解放军 61541 部队, 北京 100094)

摘 要: 针对以往利用单个 LFM 脉冲进行调制斜率估计精度不高的问题, 提出了先基于脉冲积累估计脉冲调制波形, 再由调制波形估计调制斜率的方法, 并且论证了这种方法是最大似然(ML)的。仿真结果显示, 在 10 个脉冲、信噪比为 0 dB 的情况下, 该方法可使得调制斜率估计方差达到克拉美-罗限。

关键词: 线性调频; 调制斜率; 脉冲积累; 最大似然估计; 门限效应

中图分类号: TN911.6 **文献标志码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2012.10.014

A Pulse Accumulation-Based ML Estimation Method for Chirp Rate of LFM Pulse

RU Xiao-hu¹, WANG Cong², LI Yue³, JIANG Wen-li¹

(1. School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China; 2. Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264000, China; 3. Unit 61541 of PLA, Beijing 100094, China)

Abstract: The estimation accuracy of the chirp rate is not high using a single LFM (Linear Frequency Modulation) pulse. To solve the problem, a new method is proposed which first estimates the modulation waveform based on pulse accumulation and then estimates the chirp rate using the estimated waveform. This method is proved to be maximum likelihood (ML). Simulation results show that the estimation variance of the chirp rate achieves the Cramér-Rao lower bound (CRLB) under conditions of 10 pulses with SNR (Signal-to-Noise Ratio) of 0 dB using the proposed method.

Key words: linear frequency modulation (LFM); chirp rate; pulse accumulation; maximum likelihood (ML) estimate; threshold effect

1 引 言

线性调频信号作为一种大时宽-带宽积信号在脉冲压缩雷达中有重要的应用, 准确估计出它的参数对雷达的干扰和个体识别等有重要意义。

已有很多文献研究了 LFM 信号的参数估计问题, 包括 T. J. Abatzoglou 提出的载频和调制斜率联合估计的 ML 方法^[1]、P. M. Djuric 等人提出的解相

位方法^[2]、S. Peleg 等人提出的离散多项相位变换 (Discrete Polynomial-Phase Transform, DPT) 方法^[3], 以及基于 chirp 傅里叶变换方法^[4]等。但是这些研究都只针对一个信号, 当信号信噪比较低时, 其性能会受到很大影响。如解相位方法的信噪比门限为 8 dB 左右, DPT 方法在信噪比为 0 dB 时估计方差会比克拉美-罗限 (Cramér-Rao Lower Bound, CRLB) 高出约 60%。文献[5]和[6]分别改进了解相位方法和 DPT 方法, 但对调制斜率估计精度的提高程度有限。另

^{*} 收稿日期: 2012-03-27; 修回日期: 2012-05-15

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61002026)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No. 61002026)

外,这些 LFM 信号参数估计方法常常要在离散的频域或二维平面上进行极值搜索,其准确度和时间效率无法兼顾。

在实际环境中截获到的具有相同调制波形的雷达脉冲不止一个,而且对 LFM 信号感兴趣的往往只是它的调制斜率。但是针对多个 LFM 脉冲信号的调制斜率估计问题,尚未发现有文献提出解决方法。本文提出的方法首先基于脉冲积累得到信噪比较高的调制波形估计,接着解出相位,之后用最小二乘法估计调制斜率。其关键步骤是估计调制波形,典型方法是 Howard 提出的 ML 估计方法^[7],本文研究了其近似的快速计算方法,给出了其适用条件。本文方法的优势在于可以处理多个脉冲信号,不需要搜索操作,并且经论证是一种最大似然估计方法,参数估计精度高。

2 信号模型

由于数据采集的先后顺序不同和多普勒效应等原因,具有相同调制波形的雷达脉冲会有相对的时延和载频的不一致,脉冲积累的前提是使得脉冲在时间和频率上对齐。假设已实现了理想的时频对齐,用下面的信号模型描述具有相同调制波形的 LFM 脉冲:

$$\mathbf{z}_k(i) = A_k e^{j(\phi_0 + 2\pi f_0 i T_s + \pi K i^2 T_s^2)} + \boldsymbol{\varepsilon}_k(i), \quad i = 0, 1, \dots, N_S - 1; k = 1, 2, \dots, N_P \quad (1)$$

其中, N_S 为采样点数, N_P 为脉冲数; $A_k = A e^{j\phi_k}$ 是幅度因子,它的模 A 表示脉冲幅度(对于短时间内截获到的 N_P 个脉冲,可认为 A 对所有脉冲都一样),它的相位 ϕ_k 是无用参数,不进行估计; $\boldsymbol{\varepsilon}_k$ 是复高斯噪声,满足 $E(\boldsymbol{\varepsilon}_k) = \mathbf{0}$, $E(\boldsymbol{\varepsilon}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k^H) = 2\sigma^2 \mathbf{I}$, 其中 $2\sigma^2$ 为噪声功率, $\mathbf{I}$ 为单位矩阵; ϕ_0 , f_0 和 K 分别为相位调制

$\phi(i) = \phi_0 + 2\pi f_0 i T_s + \pi K i^2 T_s^2$, $i = 0, 1, \dots, N_S - 1$ (2) 的初相、载频和调制斜率,其中 T_s 为采样间隔。

由于调制波形的 ML 估计结果不可避免地会有初相存在,所以式(1)中的信号模型认为相位调制存在初相,它并不影响调制斜率的估计。该信号模型中,未知参数是 $\{A, \phi_0, f_0, K\}$, 本文关心的是调制斜率 K 的估计。

3 基于脉冲积累的 LFM 脉冲调制斜率的 ML 估计方法

3.1 调制波形估计

定义归一化的调制波形 $\boldsymbol{\mu}(i) = \frac{1}{\sqrt{N_S}} e^{j\phi(i)}$, $i =$

$0, 1, \dots, N_S - 1$, 将式(1)变形如下:

$$\mathbf{z}_k = A'_k \boldsymbol{\mu} + \boldsymbol{\varepsilon}_k, k = 1, 2, \dots, N_P \quad (3)$$

其中 $A'_k = \sqrt{N_S} A_k$ 。式(3)中未知参量是复幅度 A'_k 和调制波形 $\boldsymbol{\mu}$, N_P 个脉冲 $\mathbf{z}_k$ 的联合概率密度函数为 $f(\{\mathbf{z}\} | \{\mathbf{A}'\}, \boldsymbol{\mu}) = (4\pi\sigma^2)^{-N_S N_P/2} \times$

$$\exp\left(-\frac{1}{4\sigma^2} \sum_{k=1}^{N_P} (\mathbf{z}_k - A'_k \boldsymbol{\mu})^H (\mathbf{z}_k - A'_k \boldsymbol{\mu})\right) \quad (4)$$

将式(4)中的求和项作如下变形:

$$\sum_{k=1}^{N_P} (\mathbf{z}_k - A'_k \boldsymbol{\mu})^H (\mathbf{z}_k - A'_k \boldsymbol{\mu}) = \sum_{k=1}^{N_P} |A'_k - \boldsymbol{\mu}^H \mathbf{z}_k|^2 + \sum_{k=1}^{N_P} \mathbf{z}_k^H \mathbf{z}_k \cdot (1 - \boldsymbol{\mu}^H \boldsymbol{\mu}) \quad (5)$$

其中矩阵 $\mathbf{Z} = \sum_{k=1}^{N_P} \mathbf{z}_k \mathbf{z}_k^H / \sum_{k=1}^{N_P} \mathbf{z}_k^H \mathbf{z}_k$, 可将其称为脉冲积累矩阵。

由瑞利准则^[8]可知,当 $\boldsymbol{\mu}$ 是 $\mathbf{Z}$ 矩阵最大特征值对应的特征向量时,式(5)中 $\boldsymbol{\mu}^H \mathbf{Z} \boldsymbol{\mu}$ 达到最大。所以调制波形的 ML 估计 $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ 是 $\mathbf{Z}$ 矩阵最大特征值对应的特征向量。

直接计算矩阵的特征向量会使时间代价很大。文献[7]提到,如果 $\mathbf{Z}$ 矩阵的最大特征值超过 0.5, 可以通过迭代的方式快速求得 $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ 的近似结果,与直接求特征向量得到的结果非常接近。第 4 节仿真实验会证实,当脉冲信噪比高于 0 dB 时可以利用这种近似计算方法。

3.2 调制斜率估计

Tretter 指出,当信噪比较高(8 dB 以上)时,观测信号中的加性复高斯噪声可等效为相位上的加性实高斯噪声,并且在高斯噪声条件下最小二乘估计等效于 ML 估计^[9]。所以,为了提高调制斜率的估计精度,得到调制波形的 ML 估计后,用文献[10]提到的基于相对无模糊相位重构的方法解相位得到相位调制的估计 $\hat{\boldsymbol{\phi}} = [\hat{\boldsymbol{\phi}}(0), \hat{\boldsymbol{\phi}}(1), \dots, \hat{\boldsymbol{\phi}}(N_S - 1)]^T$, 然后对它用最小二乘法进行二次曲线拟合估计调制斜率 K 。设相位调制的理论值为 $\boldsymbol{\phi}(i) = a_0 + a_1 i T_s + a_2 i^2 T_s^2$, $i = 0, 1, \dots, N_S - 1$, 令 $\mathbf{a} = [a_0, a_1, a_2]^T$, 对它的估计为

$$\hat{\mathbf{a}} = \min_a \sum_{i=0}^{N_S-1} [\hat{\boldsymbol{\phi}}(i) - \boldsymbol{\phi}(i)]^2 \quad (6)$$

那么调制斜率 K 的估计可由 $\hat{a}_2/\pi$ 得到。下面求 $\hat{\mathbf{a}}$ 的解析表达式。拟合误差为

$$\xi = \sum_{i=0}^{N_S-1} [\hat{\boldsymbol{\phi}}(i) - \boldsymbol{\phi}(i)]^2 = (\hat{\boldsymbol{\phi}} - T\mathbf{a})^T (\hat{\boldsymbol{\phi}} - T\mathbf{a}) \quad (7)$$

令 $\frac{\partial \hat{\xi}}{\partial \mathbf{a}} = \mathbf{0}$, 可得

$$\hat{\mathbf{a}} = (\mathbf{T}^T \mathbf{T})^{-1} (\mathbf{T}^T \hat{\boldsymbol{\phi}}) \tag{8}$$

其中矩阵 $\mathbf{T}$ 为

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & T_s & T_s^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & (N_s - 1) T_s & (N_s - 1)^2 T_s^2 \end{bmatrix} \tag{9}$$

综合以上分析, 基于脉冲积累的 LFM 脉冲调制斜率的估计方法总结如下。

(1) 如果脉冲的平均信噪比低于 0 dB, 由 $\mathbf{z}_k, k = 1, 2, \dots, N_p$ 构造脉冲积累矩阵 $\mathbf{Z}$, 求该矩阵最大特征值对应的特征向量, 得到调制波形的估计 $\hat{\boldsymbol{\mu}}$, 然后执行第 3 步; 否则, 如果脉冲平均信噪比高于 0 dB, 执行第 2 步。

(2) 设 $\mathbf{z}_{\max}$ 为信噪比最大的脉冲, 调制波形的初始估计为 $\hat{\boldsymbol{\mu}}^{(0)} = \text{norm}[\mathbf{z}_{\max}]$, 其中 $\text{norm}[\cdot]$ 表示归一化。取 $m = 0$, 重复计算

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\mu}}^{(m+1)} &= \text{norm}[\mathbf{Z} \cdot \hat{\boldsymbol{\mu}}^{(m)}] = \text{norm}\left[\sum_{k=1}^{N_p} (\mathbf{z}_k \hat{\boldsymbol{\mu}}^{(m)}) \mathbf{z}_k\right], \\ m &= m + 1, \end{aligned}$$

直到

$$\|\hat{\boldsymbol{\mu}}^{(m+1)} - \hat{\boldsymbol{\mu}}^{(m)}\| \leq \beta,$$

其中 β 是个很小的数, 比如 0.001, 调制波形的 ML 估计近似为 $\hat{\boldsymbol{\mu}} \approx \hat{\boldsymbol{\mu}}^{(m+1)}$ 。

(3) 用基于相对无模糊相位重构的方法解出 $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ 的相位 $\hat{\boldsymbol{\phi}}$ 。

(4) 由式(8)、(9)计算二次曲线的拟合系数 $\hat{\mathbf{a}}$, 那么调制斜率的估计为 $\hat{K} = \hat{\mathbf{a}}_2 / \pi$ 。

3.3 讨论

本节对 3.2 节提出的调制斜率估计方法进行讨论, 证明该方法是最大似然的。

首先定义函数 $\beta = g(\mathbf{v})$, 其中 $\mathbf{v}$ 是一个幅度固定的信号矢量。函数 g 的功能是先解出 $\mathbf{v}$ 的相位, 然后用最小二乘法拟合该相位, 得到的二次项系数与 π 的比值为函数值 β 。根据 3.2 节提出的调制斜率估计方法, 有 $\hat{K} = g(\hat{\boldsymbol{\mu}})$ 。另外, g 是一对一的函数, 这是因为如果 $\mathbf{v}$ 的值发生改变, 由于它的模是固定的, 所以它的相位会发生变化, 由式(8)可知所有的拟合系数都会改变, 最后会得到不同的 β ; 另一方面, 如果 β 发生变化, 意味着二次曲线会发生变化, 即 $\mathbf{v}$ 的相位会改变, 所以对应不同的 $\mathbf{v}$ 。

如果 $\mathbf{v} = \boldsymbol{\mu}$, 由 g 函数的功能可知, 调制斜率 $K = g(\boldsymbol{\mu})$ 。又因为 $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ 是调制波形 $\boldsymbol{\mu}$ 的 ML 估计, 由

ML 估计的不变性^[11]可以推得 $\hat{K} = g(\hat{\boldsymbol{\mu}})$ 是 K 的 ML 估计, 即本文提出的调制斜率估计方法是最大似然的, 故将该方法称为基于脉冲积累的调制斜率 ML 估计方法。

需要说明的是, 上述结论成立的前提条件是能准确解出 $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ 的相位, 这就要求 $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ 有较高的信噪比。本文基于脉冲积累估计调制波形, 使得 $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ 可以满足信噪比要求, 第 4 部分会对此进行仿真验证。

4 仿真结果与分析

4.1 调制波形估计结果的信噪比

本节先考查脉冲积累矩阵 $\mathbf{Z}$ 的最大特征值随信噪比的变化。仿真时设脉冲数 $N_p = 100$, 采样率 $f_s = 250$ MHz, 脉冲宽度为 2 μ s, 噪声功率 $2\sigma^2 = 2$, 式(1)中幅度因子 A_k 的相位在 $[0, 2\pi]$ 间随机分布, LFM 相位调制的初相 $\phi_0 = \pi/3$, 载频 $f_0 = 40$ MHz, 调制斜率 $K = 1$ MHz/ μ s。

图 1 给出了脉冲积累矩阵 $\mathbf{Z}$ 的最大特征值随信噪比的变化, 其中脉冲信噪比定义为脉冲内信号与噪声平均功率的比值, 所以式(1)中脉冲的信噪比为 $A^2/2\sigma^2$, 图中以 dB 作为单位。可以看出, 当信噪比高于 0 dB 时, $\mathbf{Z}$ 矩阵的最大特征值大于 0.5, 可以用 ML 方法的近似迭代计算方法。此外, 由图 1 可知, 脉冲数降低会使 $\mathbf{Z}$ 矩阵的最大特征值增大, 而改变采样率对最大特征值的影响很小。

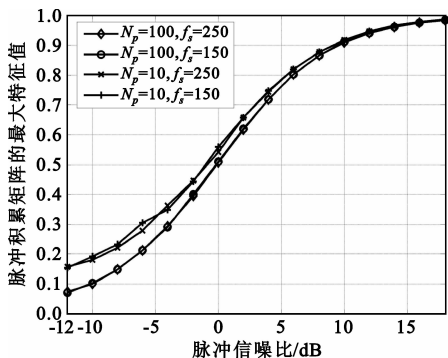


图 1 脉冲积累矩阵的最大特征值与脉冲信噪比的关系
Fig.1 The biggest eigenvalue of pulse accumulation matrix vs. the SNR of pulses

现在研究调制波形估计结果的信噪比与脉冲信噪比的关系。调制波形的估计为 $\hat{\boldsymbol{\mu}} = \boldsymbol{\mu} + \boldsymbol{\varepsilon}$, 其中 $\boldsymbol{\varepsilon} = \hat{\boldsymbol{\mu}} - \boldsymbol{\mu}$ 认为是估计结果中的噪声, 所以调制波形估计结果的信噪比为

$$SNR_{\hat{\boldsymbol{\mu}}} = \frac{\|\boldsymbol{\mu}\|^2}{\|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2} = \frac{1}{\|\hat{\boldsymbol{\mu}} - \boldsymbol{\mu}\|^2} \tag{10}$$

由于 $\hat{\mu}$ 相对 μ 可能会有不同的初相,但是这对后续的调制参数估计没有任何影响,所以在用式(10)研究信噪比之前应该先消除这一初相上的不一致。

用 ML 方法估计调制波形 μ , 脉冲数 N_p 分别设为 100、40 和 10, 其他设置不变, 蒙特卡洛仿真 200 次, 得到的调制波形估计结果的信噪比与脉冲信噪比的关系如图 2 所示。由图可知, 调制波形估计结果的信噪比相对脉冲的信噪比高出约 $10 \lg N_p(\text{dB})$, 说明脉冲积累可以大大改善信噪比, 有利于准确解出相位调制。

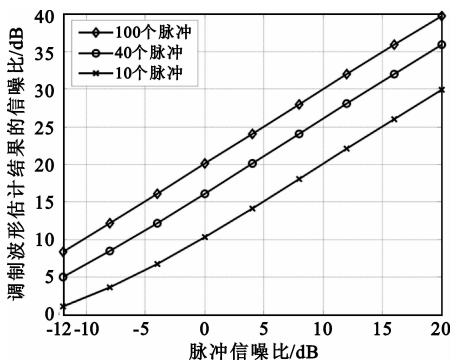


图 2 调制波形估计结果的信噪比与脉冲信噪比的关系
Fig.2 The SNR of the estimated modulation waveform vs. the SNR of pulses

4.2 调制斜率估计

本节研究不同脉冲数目条件下调制斜率 K 的估计方差与信噪比的关系, 分析提出的 ML 估计方法的门限效应和脉冲积累效果。先给出式(1)信号模型调制斜率估计的 CRLB。当脉冲只有一个, 即 $N_p = 1$ 时, 文献[12]给出了调制斜率估计的 CRLB, 约为 $90/(\pi^2 N_s^5 T_s^4 \cdot \text{SNR})$, 其中 SNR 为脉冲信噪比。对于式(1)中独立同分布的 N_p 个观测数据, 参数估计的 CRLB 是单次观测的 $1/N_p$ 倍^[11], 所以脉冲积累条件下 LFM 脉冲调制斜率估计的 CRLB 为

$$\text{CRLB}\{\hat{K}\} \approx \frac{90}{\pi^2 N_p N_s^5 T_s^4 \cdot \text{SNR}} \tag{11}$$

调制斜率的估计方差为

$$\sigma_K^2 = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (\hat{K}_m - K)^2$$

其中, M 为蒙特卡洛仿真次数, $\hat{K}_m$ 为第 m 次仿真对调制斜率 K 的估计。脉冲数 N_p 分别设为 1、10 和 40, 蒙特卡洛仿真次数为 200 次, 其他设置与 4.1 节相同。得到的调制斜率估计方差与脉冲信噪比的关系曲线如图 3 所示, 其中纵坐标为 $10 \lg(\sigma_K^2)$ 。可以看出, 本文提出的调制斜率估计方法存在门限效应, 并

且利用的脉冲数目越多信噪比门限越低。对于只有一个脉冲的情况, 当信噪比在 8 dB 左右时调制斜率的估计方差就迅速偏离了 CRLB; 而对于 40 个脉冲的情况, 当信噪比在 -5 dB 左右时估计方差仍能达到 CRLB。这说明本文提出的调制斜率估计方法可以在低信噪比的情况下大大降低估计方差, 具有优越的性能。

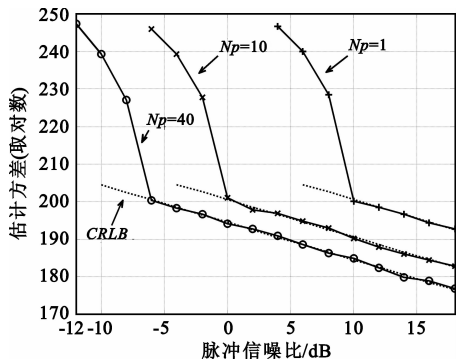


图 3 调制斜率估计方差与脉冲信噪比的关系
Fig.3 The estimation variance of chirp rate vs. the SNR of pulses

现在进一步研究基于多个脉冲相对基于单一脉冲进行调制斜率估计的性能差异, 即脉冲积累的效果。图 4 给出了单个脉冲和 $N_p = 10$ 个脉冲两种情况下调制斜率估计方差的比值(设这个比值为 γ)与脉冲信噪比的关系, 其中纵坐标表示 $10 \lg(\gamma)$ 。可以看出当信噪比较高时, γ 基本不随信噪比变化, 实际上此时 γ 应该等于 N_p , 即 N_p 个脉冲联合估计相对单个脉冲的估计使得调制斜率的估计方差降低了 N_p 倍; 而当信噪比较低时, 估计方差降低的倍数远超过 N_p 。比如对于 4 dB 的情况, 相对于单个脉冲, 由 10 个脉冲对调制斜率进行估计使得估计方差降低了 $\gamma \approx 10^5$ 倍, 脉冲积累效果明显。

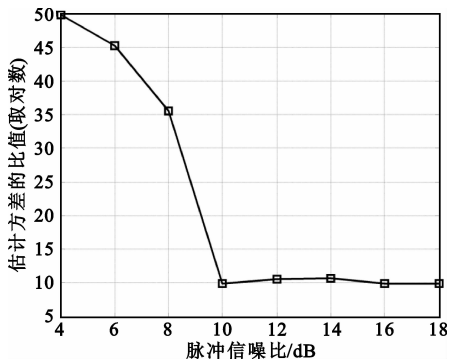


图 4 单个和 10 个脉冲条件下调制斜率估计方差的比值与脉冲信噪比的关系

Fig.4 The ratio of the estimation variance of chirp rate under conditions of a single pulse and 10 pulses vs. the SNR of pulses

5 结 论

本文利用多个脉冲对 LFM 脉冲信号的调制斜率进行估计,提出了一种经论证是最大似然的估计方法。该方法首先由脉冲积累估计出调制波形,大大改善了信噪比,进而准确地解出 LFM 脉冲的相位,然后用最小二乘拟合的方法估计出调制斜率。提出的方法在低信噪比条件下可以使得调制斜率的估计方差达到 CRLB,具有很低的信噪比门限。

需要指出的是,本文基于的信号模型假设脉冲已经实现了理想的时频对齐,但是在低信噪比条件下脉冲的时频对齐会有较大的偏差,导致调制波形和调制参数估计精度的下降,对这一问题的解决还有待进一步的研究。

参考文献:

- [1] Abatzoglou T J. Fast maximum likelihood joint estimation of frequency and frequency rate[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1986, AES-22(6):708-715.
- [2] Djuric P M, Kay S M. Parameter estimation of chirp signals [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1990, 38(12):2118-2126.
- [3] Peleg S, Friedlander B. The discrete polynomial-phase transform[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(8):1901-1914.
- [4] Xia X G. Discrete chirp-Fourier transform and its application to chirp rate estimation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(11):3122-3133.
- [5] 金胜,王峰,邓振森,等.一种 LFM 信号相位域快速高精度参数估计算法[J].系统工程与电子技术,2011,33(2):264-267.
JIN Sheng, WANG Feng, DENG Zhen-miao, et al. Fast and accurate estimator on parameters of chirp signals in phase domain [J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(2):264-267. (in Chinese)
- [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 Liang-cheng, YANG Jian-yu, TANG B. An efficient parameter estimation and performance analysis for LFM signal [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6):1128-1133. (in Chinese)
- [7] Howard S D. Estimation and correlation of radar pulse modulations for electronic support [C]//Proceedings of the 2003 IEEE Aerospace Conference. Big Sky, MT: IEEE, 2003: 2065-2072.
- [8] Horn R A, Johnson, C R. Matrix analysis [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 1985.
- [9] Tretter S A. Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression[J]. IEEE Transactions on Information Theo-

ry, 1985, IT-31(6):832-835.

- [10] 黄知涛,周一宇,姜文利.基于相对无模糊相位重构的自动内调制特性分析[J].通信学报,2003,24(4):153-160.
HUANG Zhi-tao, ZHOU Yi-yu, JIANG Wen-li. The automatic analysis of intrapulse modulation characteristics based on the relatively non-ambiguity phase restoral [J]. Journal on Communications, 2003, 24(4):153-160. (in Chinese)
- [11] Kay S M. 统计信号处理基础——估计与检测理论 [M]. 罗鹏飞,张文明,刘忠,等,译.北京:电子工业出版社,2006.
Kay S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory and Detection Theory [M]. Translated by LUO Peng-fei, ZHANG Wen-ming, LIU Zhong, et al. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2006. (in Chinese)
- [12] Peleg S, Porat B. The Cramér-Rao lower bound for signals with constant amplitude and polynomial phase [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1991, 39(3):749-752.

作者简介:

汝小虎(1988—),男,安徽亳州人,2010年于北京大学获理学学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为综合电子战技术;

RU Xiao-hu was born in Bozhou, Anhui Province, in 1988. He received the B. S. degree from Peking University in 2010. He is now a graduate student. His research concerns integrated electronic warfare technology.

Email: xiaohuruhigher@yahoo. com. cn

王 聪(1987—),男,山东烟台人,2010年于重庆邮电大学获工学学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为通信信号处理;

WANG Cong was born in Yantai, Shandong Province, in 1987. He received the B. S. degree from Chongqing University of Posts and Telecommunications in 2010. He is now a graduate student. His research direction is communication signal processing.

Email: congnavy@hotmail. com

李 悦(1979—),男,辽宁大连人,2010年于兰州大学获理学硕士学位,现为工程师,主要研究方向为综合电子战系统与技术;

LI Yue was born in Dalian, Liaoning Province, in 1979. He received the M. S. degree from Lanzhou University in 2010. He is now an engineer. His research concerns integrated electronic warfare system and technology.

Email: liyuelu@yahoo. com. cn

姜文利(1967—),男,山东烟台人,教授、博士生导师,主要研究方向为综合电子战技术、无源定位和空间信息处理等。

JIANG Wen-li was born in Yantai, Shandong Province, in 1967. He is now a professor and also the Ph. D. supervisor. His research concerns integrated electronic warfare technology, passive location and space information processing.

Email: jiangwl@nudt. edu. cn