

文章编号: 1001-9014(2005)05-0348-04

# 毫米波 LFM CW 雷达加速运动目标回波检测 与加速度-速度估计

杜雨铭, 张容权, 杨建宇

(电子科技大学电子工程学院, 四川 成都 610054)

**摘要:**在毫米波线性调频连续波(LFM CW)雷达中,目标加速度存在使回波多普勒信号受到二次项调制,造成多普勒频谱畸变,从而导致目标检测性能下降和参数估计精度损失.采用最大似然模型进行加速运动目标检测和加速度-速度估计,提出了适合在一般高斯噪声环境中(包括色噪声)该模型的速度-加速度联合估计快速算法.另外也推导出了一般高斯环境下 Chirp 信号参数估计的 CRB 界,为一般高斯环境下 Chirp 信号参数的方差提供了实际下界.

**关键词:**毫米波应用; LFM CW 雷达; 动目标检测; 加速度-速度估计

**中图分类号:** TN911 **文献标识码:** A

## DETECTION IN MILLIMETER LFM CW RADAR TARGET ECHO AND ACCELERATION-VELOCITY ESTIMATION

DU Yu-Ming, ZHANG Rong-Quan, YANG Jian-Yu

(School of Electronic Engineering, UESTC, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** In the millimeter Linear FMCW radar system, the echo Doppler signal quadratic modulated by the target acceleration will cause the Doppler spectrum aberration and reduce the detection performance and parameter estimation precision. In this study, an optimal model based on the Maximum Likelihood (ML) method and its fast algorithm for velocity and acceleration estimation fitted for Gaussian noise were presented. Furthermore, the CRB of the parameter estimation of LFM under normal Gauss circumstance was also derived. It provides the real low bounds for variance of estimated parameter.

**Key words:** millimeter application; linear FMCW radar; MTD; acceleration-velocity estimation

### 引言

在以导弹、卫星和飞机等高速飞行器为平台的近距离、高分辨雷达应用系统以及工业控制和智能交通系统中,毫米波 LFM CW 雷达以其体积小、重量轻、结构简单、分辨力高和无距离盲区等特点得到越来越广泛的应用<sup>[1]</sup>.毫米波 LFM CW 雷达通过动目标检测<sup>[2]</sup>(MTD)处理,得到目标的多普勒谱,从而可以进行动目标检测和速度估计<sup>[3]</sup>.但是,当目标具有加速度时,加速度因子和速度因子将一起对目标多普勒信号进行调制,形成 Chirp 信号,而造成目标多普勒谱发生畸变,致使目标检测性能和速度估计精度损失. Shimon Peleg 提出了多项相位变换算法<sup>[4]</sup>,此方法以较

小的运算量对白噪声环境中的目标速度和加速度进行估计,消除了因目标多普勒信号畸变而造成的信噪比检测损失,同时提高了目标速度估计精度;但是,由于目标在大多数情况下是处于色噪声和杂波环境中,该检测与估计模型将因此变得很复杂. X. G. Xia 提出的离散 Chirp-Fourier 变换法<sup>[5]</sup>要获得好的估计性能时要求待估计的参数是  $1/M$  的整数倍,但实际的情况往往不是这样. Legg J. A. 和 Gray D. A 提出了一种对多项相位信号参数估计的最大似然(ML)算法<sup>[6]</sup>,该算法具有通用性,并且不受噪声模型的限制,但运算量非常大.

本文将在 Legg J. A. 和 Gray D. A. 提出的最大似然算法的基础上,推导出速度-加速度估计的快速

收稿日期: 2004-10-21, 修回日期: 2005-06-11

Received date: 2004-10-21, revised date: 2005-06-11

基金项目: 教育部跨世纪优秀人才培养计划基金项目资助(B13010201KSJ0202)

作者简介: 杜雨铭(1977-),男,四川盐亭人,电子科技大学博士生,主要研究方向为 LFM CW 雷达理论及系统设计、信号多参量估计、时频分析等.

算法,使最大似然估计的方法可用于实时系统中;最后,将详细推导出一般高斯环境下的 Chirp 信号参数估计的 CRB 下界,为实际情况中参数估计方差提供较为精确的下限.

### 1 回波多普勒信号分析

如图 1 所示,设 LFM CW 雷达工作波长 3mm,雷达发射信号在扫频段  $T_f = [-\tau_m, T]$  内可表示为:

$$s_T(t) = A_0 \cos\{2\pi[f_0 t + \mu t^2/2] + \phi_0\} \quad t \in T_f \quad (1)$$

其中,  $A_0$  为发射信号的振幅,  $f_0$  为发射信号的工作频率,  $\tau_m \ll T$  为目标的最大延时,  $T$  为发射信号有效时宽,  $B$  为有效带宽,  $\mu = B/T$  为扫频斜率,  $\phi_0$  为随机初始相位. 如果略去目标反射引起的附加相移, 点目标回波可表示为,  $k_r s_T(t - \tau(t))$ ,  $k_r$  是点目标反射系数和传播衰减产生的实常数因子,  $\tau(t)$  是与时间有关的点目标的回波时延. 根据 A. Wojtkiewicz 的研究<sup>[7]</sup>, 对回波信号与发射信号正交双通道混频, 距离维上的谱分析后, 可提取出目标回波的多普勒信号:

$$\begin{aligned} S_R(m) &= S_R(n_R, m) \\ &= A_T \exp[j2\pi(f_v m + f_a m^2 + \varphi_0)] + N(n_R, m) \\ &= \rho S(m, f_v, f_a) + N(m) \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (2)$$

其中  $\rho = A_T \exp(j2\pi(f_v m + f_a m^2 + \varphi_0))$ ,  $f_v$  为归一化多普勒频率,  $f_v = f_d T$ ,  $f_d = 2v/\lambda$  为目标的多普勒频率,  $f_a = aT^2/\lambda$ ,  $M$  为动目标检测的周期数.

式(2)中, 当加速度为 0 的时, 多普勒信号是一个单频信号, 而加速度不为 0 时, 多普勒信号畸变成 Chirp 信号. 在毫米波应用中, 由于波长很短, 多普勒效应更加突出, 畸变现象更加明显. 图 2 给出了  $\lambda = 3\text{mm}$ ,  $T = 1\text{ms}$ ,  $v = 50.25\text{m/s}$ ,  $M = 128$  条件下不同加速度的多普勒信号的频谱. 可以看出在加速度存在

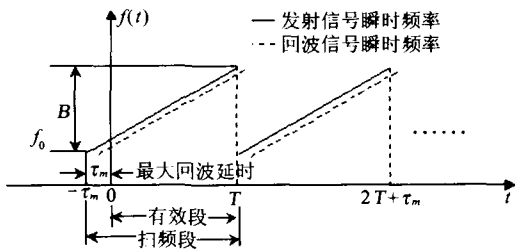


图 1 LFM CW 雷达发射信号与点目标回波瞬时频率关系  
Fig. 1 The instantaneous frequency of transmit and echo signal

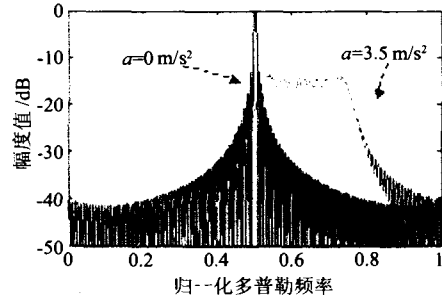


图 2 加速度对多普勒频谱影响  
Fig. 2 Effect of acceleration on doppler spectrum

的情况下, 多普勒信号展宽, 而幅度下降了 15dB. 如果忽略加速度对动目标检测的影响, 那么检测性能必然下降, 运动参数估计性能也要下降.

由以上分析可知, 当加速度存在时, 雷达对运动目标的检测与信息提取是 Chirp 信号的检测与参数估计.

### 2 最大似然检测与加速度-速度估计模型

在 Chirp 信号的检测和参数估计中, Chirp-Fourier 变换是一种具有代表性的方法, 然而 Chirp-Fourier 要求待估计的参数是  $1/M$  的整数倍, 当不满足这样的要求, 参数的估计精度比较低. 对于非随机参量估计, 最大似然 (ML) 模型是信号检测和参数估计的最优模型.

式(2)所描述的多普勒信号可表示成向量形式:  $\vec{S}_R = [S_R(0, f_v, f_a), \dots, S_R(M-1, f_v, f_a)]^T$ , 设噪声服从高斯分布, 则多普勒信号的概率密度函数为:

$$P(\mathbf{S}_R | \rho, f_v, f_a) = \frac{1}{2\pi^{M/2} \det^{1/2}(\mathbf{R})} e^{-[\mathbf{S}_R - \rho\mathbf{S}]^H \mathbf{R}^{-1} [\mathbf{S}_R - \rho\mathbf{S}]} \quad (3)$$

其中  $\vec{S}_R = [S(0, f_v, f_a), \dots, S(M-1, f_v, f_a)]^T$ , 为本地参考序列. 根据 Legg J. A., Gray D. A. 的研究,  $f_v, f_a$  的最大似然估计函数为<sup>[6]</sup>:

$$[\hat{f}_v, \hat{f}_a] = \arg \max_{[f_v, f_a]} \frac{|\mathbf{S}_R^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S}|^2}{\mathbf{S}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S}} \quad (4)$$

对于任意给定的  $f_v, f_a, A, \varphi_0$  的最大似然估计函数为<sup>[6]</sup>:

$$[\hat{A}, \hat{\varphi}_0] = \arg \min_{[A, \varphi_0]} \{[\mathbf{S}_R - \rho\mathbf{S}]^H \mathbf{R}^{-1} [\mathbf{S}_R - \rho\mathbf{S}]\} \quad (5)$$

当噪声是高斯白噪声时,  $\mathbf{R}^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I}$ , 式(4)变成:

$$[\hat{f}_v, \hat{f}_a] = \arg \max_{[f_v, f_a]} \sum_{m=0}^{M-1} S_R(m) e^{-j2\pi(f_v m + \frac{1}{2} f_a m^2)} \quad (6)$$

上式中,  $\sum_{m=0}^{M-1} S_R(m) e^{-j2\pi(f_v m + \frac{1}{2} f_a m^2)}$  类似于 Chirp-Fourier 变换的形式, 所不同的是: 在 Chirp-Fourier 变换中, 要求待估计的参数  $f_v$  和  $f_a$  是  $1/M$  的整数倍, 而最大似然方法却不受此限制。

### 3 加速度-速度估计快速算法

在一般高斯环境中, 如果直接采用式(4)估计  $f_v$  和  $f_a$ , 需要复杂的求逆运算, 本文提出的最大似然模型求解的快速算法, 通过对协方差矩阵  $\mathbf{R}$  进行特征值分解并结合 FFT 算法降低运算量。

$\mathbf{R}$  为噪声序列的协方差矩阵, 表示如下:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \cdots & r(M-1) \\ r(1) & r(0) & \cdots & r(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(M-1) & r(M-2) & \cdots & r(0) \end{bmatrix} \quad (7)$$

而  $\mathbf{R}$  可对角化为  $\mathbf{R} = \frac{1}{M} \mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{F}$ , 则:

$$\mathbf{R}^{-1} = \frac{1}{M} \mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{F} \quad (8)$$

其中  $\mathbf{F}$  为 DFT 矩阵:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/M} & \cdots & e^{-j2\pi(M-1)/M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(M-1)/M} & \mathbf{\Lambda} & e^{-j2\pi(M-1)^2/M} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}([\lambda_0, \lambda_1, \lambda_{M-1}]) \quad (10)$$

其中,  $\lambda_m = \sum_{n=0}^{M-1} r(n) e^{-j2\pi mn/M}$ , 是  $\mathbf{R}$  中第一列向量的 DFT。

由式(8)和式(4), 可以将  $f_v, f_a$  的估计值为进一步表示为:

$$\begin{aligned} [\hat{f}_v, \hat{f}_a] &= \arg \max_{[f_v, f_a]} G(f_v, f_a) \\ &= \arg \max_{[f_v, f_a]} \frac{|\sum_{m=0}^{M-1} \lambda_m^{-1} F_{S_R}(m) F(m, f_v, f_a)|^2}{\text{Den}(f_v, f_a)} \end{aligned} \quad (11)$$

其中

$$F_{S_R}(m) = \sum_{n=0}^{M-1} S_R^*(n) e^{-j2\pi mn/M} \quad (12)$$

$$F_S(m, f_v, f_a) = \sum_{n=0}^{M-1} e^{2\pi j(f_v n + \frac{1}{2} f_a n^2)} e^{-j2\pi mn/M} \quad (13)$$

$$\text{Den}(f_v, f_a) = \sum_{n=0}^{M-1} [\lambda_m^{-1} |F_S(m, f_v, f_a)|] \quad (14)$$

显然,  $F_{S_R}(m)$  和为接收  $S_R$  的 DFT 运算结果,  $F_S(m, f_v, f_a)$  为参考序列  $\mathbf{S}$  的 DFT 运算结果, 与  $S_R$  无关。当噪声模型确定后  $\lambda_m$  可以事先分析出来, 故  $\text{Den}(f_v, f_a)$  也可事先进行计算。

根据以上分析, 总结出快速算法步骤:

Step1: 事先计算  $F_{S_R}(m, f_v, f_a), \lambda_m, \text{Den}(f_v, f_a)$ ;

Step2: 对  $S_R(n)$  序列进行 FFT, 得到  $F_{S_R}(m)$ ;

Step3: 通过式(11)得到  $G(f_{m0}, \alpha)$ ;

Step4: 二维网格搜索得到  $[\hat{f}_v, \hat{f}_a]$ ;

从以上分析看出, 影响系统响应时间只与后面 3 步有关。可见由于采用矩阵分解, 在实现时采用 FFT 快速算法以及数据事先存储的方式, 使得最大似然估计的运算量大大降低。

### 4 仿真分析

仿真 1: 白高斯噪声环境的最大似然方法快速算法和 Chirp-Fourier 方法性能比较

设参数为:  $\lambda = 3\text{mm}, T = 1\text{ms}, v = 50.25\text{m/s}, M = 128, a = 3.5\text{m/s}^2$ 。通过 100 次蒙特卡洛实验, 得到不同信噪比下  $v$  和  $a$  的估计方差, 信噪比从 0dB 到 30dB, 以 5dB 为步长。

图 3(a)、(b) 分别是  $f_v$  和  $f_a$  在不同信噪比情况下采用本文的最大似然估计模型的快速算法和 Chirp-Fourier 变换方法的估计方差。其中 CRB 界由附录 A 式(25)给出。实际上, 在白噪声环境中, 这两种估计模型本质上是相同的, 不同的是最大似然方法增大了搜索点的密度。从图中可以看出, 由于待估计的参数不是  $1/M$  的整数倍, 所以 Chirp-Fourier 变换的整体估计性能低于最大似然估计。

仿真 2: 高斯色噪声环境的最大似然方法快速算法和 Chirp-Fourier 方法性能比较

用极点为  $e^{j\theta}/2$  的 AR(1) 过程模拟色噪声。设参数为:  $\lambda = 3\text{mm}, T = 1\text{ms}, v = 50.25\text{m/s}, M = 128, a = 3.5\text{m/s}^2$ 。通过 100 次蒙特卡洛实验, 得到不同信噪比下  $v$  和  $a$  的估计方差, 信噪比从 0dB 到 30dB, 以 5dB 为步长。

图 4(a)、(b) 分别是  $f_v$  和  $f_a$  在不同信噪比情况下采用本文的最大似然估计模型的快速算法和 Chirp-Fourier 变换方法的估计方差。其中 CRB 界由附录 A 式(24)给出 Fisher 信息矩阵决定。可以看出最大似然方法参数估计的方差接近色噪声环境下的 CRB 界, 而采用 Chirp-Fourier 变换, 由于没有利用色噪声的功率谱密度信息, 故其估计性能相对于最大似然方法明显恶化。

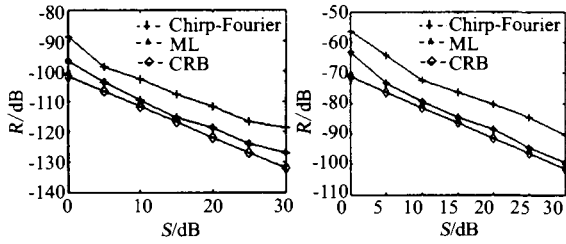


图3 (a) 白噪声环境中  $f_t$  估计均方差  $R$  随信噪比  $S$  变化曲线 (b) 白噪声环境中  $f_a$  估计均方差随信噪比变化曲线

Fig. 3 (a) variance of  $f_t$  with different SNR in white noise (b) variance of  $f_a$  with different SNR in white noise

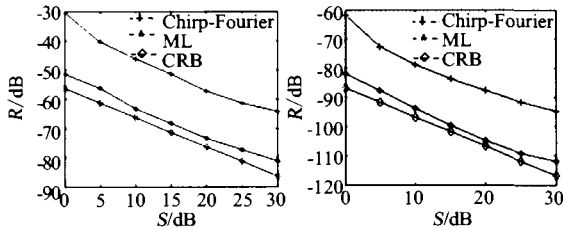


图4 (a) 色噪声环境中  $f_t$  估计均方差  $R$  随信噪比  $S$  变化曲线 (b) 色噪声环境中  $f_a$  估计均方差随信噪比变化曲线

Fig. 4 (a) variance of  $f_t$  with different SNR in color noise (b) variance of  $f_a$  with different SNR in color noise

## 5 结论

本文从理论上分析了由于加速度的影响,毫米波 LFMCW 雷达目标回波多普勒信号畸变成 Chirp 信号,使多普勒信号的频谱展宽,峰值功率下降,从而造成了目标检测性能下降和参数估计精度损失的现象;在此分析基础上,提出了最大似然检测模型的求解的一种快速算法,该算法大大提高了最大似然算法的效率;对于最大似然检测模型,本文通过仿真分析证明:① 在白噪声环境下,最大似然估计方法估计的参数的方差接近 CRB 下界,当待估计参数不是  $1/M$  的整数倍时,其估计性能比 Chirp-Fourier 变换好;② 在色噪声环

境下,由于最大似然估计模型充分利用了色噪声的统计信息,故其估计性能比 Chirp-Fourier 变换的估计性能明显改善,并接近本文最后推导出的一般高斯环境下 LFM 参数估计的 CRB 下界。

## 附录 A 一般高斯环境下 Chirp 信号 CRB 界

在高斯观测的情况下,假定:

$$\mathbf{S}_R \sim N(\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta}), \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta})) \quad (15)$$

其中,  $\boldsymbol{\theta} = [A, \varphi_0, f_v, f_a]$ ,  $\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})$  为  $M \times 1$  的均值矢量,  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta})$  为噪声的  $M \times M$  的协方差矩阵。

则 Fisher 信息矩阵由下式给出<sup>[7]</sup>:

$$[\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta})]_{i,j} = 2R \left\{ \begin{aligned} & \left[ \frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \right]^H \mathbf{R}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \left[ \frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j} \right] \\ & + \frac{1}{2} \text{tr} \left[ \mathbf{R}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \mathbf{R}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j} \right] \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

一般情况下,噪声的协方差矩阵  $\mathbf{R}$  与待估计的参数  $\boldsymbol{\theta}$  无关,所以 Fisher 信息矩阵可简化为:

$$[\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta})]_{i,j} = 2R \left\{ \begin{aligned} & \left[ \frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \right]^H \mathbf{R}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \left[ \frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j} \right] \\ & = \frac{2}{M} R \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \lambda_m^{-1} \left[ \mathbf{F} \cdot \frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \right]_m^H \left[ \mathbf{F} \cdot \frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j} \right]_m \right\} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

其中:

$$\frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial A} = \frac{\partial A e^{j2\pi\varphi_0} \mathbf{S}}{\partial A} = e^{j2\pi\varphi_0} \mathbf{S} \quad (18)$$

$$\frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \varphi_0} = \frac{\partial A e^{j2\pi\varphi_0} \mathbf{S}}{\partial \varphi_0} = j2\pi A e^{j2\pi\varphi_0} \mathbf{S} \quad (19)$$

$$\frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial f_v} = \frac{\partial A e^{j2\pi\varphi_0} \mathbf{S}}{\partial f_v} = j2\pi A e^{j2\pi\varphi_0} \mathbf{N} \cdot \mathbf{S} \quad (20)$$

$$\frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial f_a} = \frac{\partial A e^{j2\pi\varphi_0} \mathbf{S}}{\partial f_a} = j2\pi A e^{j2\pi\varphi_0} \mathbf{N} \cdot \mathbf{S} \quad (21)$$

$$\mathbf{N} = \text{Diag}([0, 1, \Lambda M - 1]) \quad (22)$$

则 Fisher 信息矩阵为:

显然,对于白噪声,  $\mathbf{R}^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I}$  ( $\mathbf{I}$  为单位对角矩阵),

则得到:

$$\mathbf{I} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 2 \sum_{m=0}^{M-1} \lambda_m^{-1} |\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}|^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} \lambda_m^{-1} |\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}|_m^2 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m \lambda_m^{-1} |\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}|_m^2 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^2 \lambda_m^{-1} |\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}|_m^2 \\ 0 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m \lambda_m^{-1} |\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}|_m^2 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^2 \lambda_m^{-1} |\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}|_m^2 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^3 \lambda_m^{-1} |\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}|_m^2 \\ 0 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^2 \lambda_m^{-1} |\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}|_m^2 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^3 \lambda_m^{-1} |\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}|_m^2 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^4 \lambda_m^{-1} |\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}|_m^2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

(下转第 356 页)

- J. Infrared Millim. Waves* (黄焯, 方勇华, 荀毓龙等. 红外光谱仪多点定标方法及环境温度校正. *红外与毫米波学报*, 2004, **23**(2): 131—134.
- [2] XU Long, YI Xin-Jian. The design for TEC circuits and timing sequence of  $128 \times 128$  infrared focal plane array [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (徐隆, 易新建.  $128 \times 128$  红外焦平面阵列时序分析与温控电路设计. *红外与毫米波学报*, 2003, **22**(4): 261—264.
- [3] Gray P E. *The dynamic behavior of thermoelectric devices* [M]. New York and London: John Wiley and Sons, Inc, 1960.

- [4] Richard P Bywaters, Harold A Blum. The transient behavior of cascade thermoelectric heat pumps [J]. *Energy Conversion*, 1970, **10**: 193—200.
- [5] TAO Yong-Hua. *New type PID control and applications* [M]. Beijing: China Machine Press, (陶永华. *新型 PID 控制及其应用*. 北京: 机械工业出版社), 2002.
- [6] LIU Jin-Kun. *Advanced PID control and MATLAB simulations* [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry (刘金琨. *先进 PID 控制及其 MATLAB 仿真*. 北京: 电子工业出版社), 2003.

(上接第 351 页)

$$I = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} 2M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 8\pi^2 A^2 M & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^2 \\ 0 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^2 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^3 \\ 0 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^2 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^3 & 8\pi^2 A^2 \sum_{m=0}^{M-1} m^4 \end{bmatrix}, \quad (24)$$

而 CRB 界为 Fisher 信息矩阵的逆矩阵的对角线元素确定. 在均匀采样, 采样间隔为  $T$  的条件下, 高斯白噪声环境的各参数 CRB 界由下式确定:

$$\left. \begin{aligned} CRB[\hat{A}] &= \frac{\sigma^2}{2M} \\ CRB[\hat{\varphi}_0] &= \frac{3\sigma^2}{32\pi^2 A^2 M(M^2 - 4)} \\ CRB[\hat{f}_r] &= \frac{3\sigma^2}{32\pi^2 A^2 T^2 M(M^2 - 1)} \\ CRB[\hat{f}_t] &= \frac{45\sigma^2}{2\pi^2 A^2 T^4 M(M^4 - 5M^2 + 4)} \end{aligned} \right\}, \quad (25)$$

## REFERENCES

- [1] LOU Guo-Wei, LI Xing-Guo, WU Wen. Fmcw Short-range

- Radar of 3mm Wave Band [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (姜国伟, 李兴国, 吴文. 3mm 波段 FMCW 近程雷达的研究. *红外与毫米波学报*, 2001, **4**, **20**(2): 117—119.
- [2] LIU Gui-Xi, LING Wen-Jie. Dense-moving target detection of IFMCW radar [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (刘贵喜, 凌文杰. LFM CW 雷达密集运动目标检测. *红外与毫米波学报* 2005, **24**(1): 76—80.
- [3] Griffiths H D. New ideas in FM radar [J]. *Electronics & Communication Engineering Journal*. 1990, **10**, **2**(5): 185—194.
- [4] Shimon Peleg, Benjamin Friedlander. The Discrete Polynomial-Phase Transform [J]. *IEEE Trans on Signal Processing*. 1995, **8**, **43**(8): 1901—1914.
- [5] Xia X G. Discrete chirp-Fourier transform and its application to chirp rate estimation [J]. *IEEE Trans. signal processing*. 2000, **11**, **48**(11): 3122—3133.
- [6] Legg J A, Gray D A. Performance bounds for polynomial phase parameter estimation with nonuniform and random sampling schemes [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2000, **2**, **48**(2): 331—337.
- [7] Wojtkiewicz A, Rytel-Andrianik R. A New Estimation For Target Range, Velocity And Acceleration In FMCW Radar [J]. *Proc. Int. Conf. on Signal and Electronic System 2000*, Poland: 439—444.
- [8] Steven M Kay. *Fundamentals of statistical signal processing* [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993 (Steven M Kay 著, 罗鹏飞译. *统计信号处理基础*, 北京: 电子工业出版社. 2003)

## 2006 年征订启事

《光学学报》、《中国激光》、《中国光学快报》(英文版), 由中国光学学会、中国科学院上海光学精密机械研究所主办, 中国科学出版社出版, 国内外公开发售。《光学学报》, 报道我国光学领域的各个分支的新概念、新成果、新进展。为“中国自然科学核心期刊”、荣获 2001 年“百种中国杰出学术期刊”称号, 《EI》、《AJ》、《CA》、《INSPEC》收录。《中国激光》是中国唯一全面反映激光领域最新成就的专业学报类期刊。为“中国自然科学核心期刊”、《EI》、《CA》、《INSPEC》、《AJ》收录。《中国光学快报》是中国光学界唯一的全英文学术期刊, 平均发表周期 6 个月, 报道国内外光学及相关领域的重要进展和最新成果。《EI》、《CA》收录。《光学学报》, 月刊, 160 页, 大 16 开, 进口铜版纸印刷。定价: 35 元/期。《中国激光》, 月刊, 144 页, 大 16 开, 进口铜版纸印刷。定价: 25 元/期。《中国光学快报》, 月刊, 64 页, 大 16 开, 进口铜版纸印刷。定价: 35 元/期。

地址: 上海市嘉定区清河路 390 号 中国光学期刊联合编辑部

电话: 021-69918427, 69918222 传真: 021-69918098 邮编: 201800