

双基地多载频 FMCW 雷达目标加速度和速度估计方法

秦国栋 陈伯孝 杨明磊 张守宏

(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: 双基地多载频 FMCW 雷达采用稀布阵发射多载频 FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave)信号, 阵列接收目标回波。受速度和加速度的调制, 机动目标回波多普勒频谱展宽, 导致雷达检测性能下降。该文分析了双基地多载频 FMCW 雷达的信号模型, 提出将多项相位变换和相位差法结合起来实现目标加速度和速度高精度估计的方法。分析了该方法在不同数据分段情况下的性能。仿真结果表明, 该方法能够以较小的运算量对目标加速度和速度进行高精度估计。

关键词: 多载频 FMCW 雷达; 双基地; 离散多项相位变换; 相位差法; 加速度和速度估计

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)04-0794-04

Acceleration and Velocity Estimation of Targets in Bistatic Multi-Frequency FMCW Radar

Qin Guo-dong Chen Bai-xiao Yang Ming-lei Zhang Shou-hong

(National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: The bistatic multi-frequency FMCW radar uses sparse-array to transmit the FMCW signals of multiple carrier frequencies, and an array to receive the echoes. The Doppler spectrum is widened because the Doppler signals are modulated by acceleration and velocity of maneuvering target, which leads to the degeneration of radar's detection performance. The signal model of bistatic multi-frequency FMCW radar is analyzed in this paper. A method using Discrete Polynomial-phase Transform(DPT) and phase difference is presented to obtain the high-accuracy acceleration and velocity estimation of target. The performance of the proposed method is analyzed when the data is divided into different segments. The simulation indicates that the method can obtain a high-accuracy estimation of both acceleration and velocity with a small computational complexity.

Key words: Multi-frequency FMCW radar; Bistatic; Discrete Polynomial-phase Transform(DPT); Phase difference; Acceleration and velocity estimation

1 引言

调频连续波(FMCW)雷达以其高分辨率、大时带积、高线性度的特点, 可实现目标高分辨检测和精确定位, 从而更加有效地探测隐身和低空目标^[1]。双基地多载频FMCW雷达兼顾双基地和FMCW雷达的优点, 具有获取目标信息丰富、作用距离远、安全性、抗干扰性、抗截获性能好^[2]及高机动、高分辨等特点。该雷达采用稀布阵同时发射多载频FMCW信号以保证各向同性照射, 即不形成发射方向图, 接收站采用阵列接收目标回波, 利用综合脉冲孔径技术^[3]得到等效的发射方向图。在对动目标进行检测时, 由于目标加速度的存在, 导致回波多普勒频谱展宽, 从而使雷达测速精度和目标检测性能下降。目前运动参数估计方法主要有Wigner-Ville分布法(WVD), 离散Chirp傅里叶变换(DCFT), 分数阶傅里叶

变换^[4-6]等。WVD法在分析单分量线性调频信号时有良好的性能, 离散Chirp傅里叶变换在调制斜率为整数时才能获得好的性能, 分数阶傅里叶变换法运算量大。离散多项相位变换法(DPT)^[7]运算量小, 但采用DFT法估计时, 受DFT点数和发射信号波长的影响, 目标加速度和速度估计精度较差, 而且在较低信噪比时估计精度不高。

本文结合双基地多载频FMCW雷达系统, 利用DPT法将目标加速度和速度信息从多普勒信号分离, 在不同分段情况下, 结合频率估计中的相位差法, 实现了目标加速度和速度的高精度估计。由于双基地多载频FMCW雷达首先要对信号进行距离维DFT, 得到的目标多普勒信号具有较高的信噪比, 因此, 该方法避免了低信噪比下估计精度不高的问题。

2 信号模型

双基地多载频 FMCW 雷达在发射站采用由 N_e 个阵元组成的大型稀布阵, 接收站采用 N_r 个天线进行接收。其发射站、接收站和目标的几何位置如图 1 所示。发射站到目标

2008-01-22 收到, 2008-09-19 改回

国家预研项目(51307050102)和 2006 年教育部新世纪优秀人才支持计划项目(NCET-06-0856)资助课题

的距离为 R_t , 目标到接收站的距离为 R_r , 基线距离为 L 。各阵元发射不同载频的 FMCW 信号, 其中第 k 路信号的时频关系如图 2 所示。图中, 脉冲宽度为 T_e , 脉冲重复周期为 T_r 。为描述方便, 信号均以解析形式表示, 理想情况下, 第 k 个天线单元在一个重复周期内的发射信号为

$$s_{ek}(t) = g(t)e^{j2\pi(f_k t - 0.5\mu t^2)}, \quad 0 \leq t < T_r, \quad k = 1, \dots, N_e \quad (1)$$

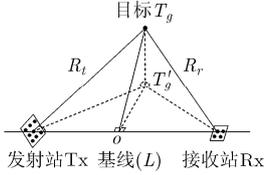


图1 双基地多载频FMCW雷达示意图

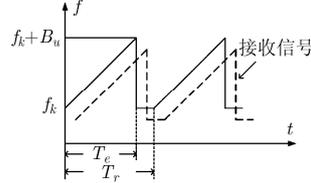


图2 FMCW的时频关系示意图

其中 $g(t)$ 为脉冲调制信号或称门控信号, $g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_e \\ 0, & T_e \leq t \leq T_r \end{cases}$; $f_k = f_0 + \Delta f_k = f_0 + c_k \Delta f$ 为第 k 个天线单元发射信号的载频, c_k 为频率编码, 且 $c_k \in \{-(N_e - 1)/2, \dots, (N_e - 1)/2\}$, Δf 为发射信号之间的频率间隔; μ 为调频斜率。单个天线调频带宽为 B_μ , 则发射信号总带宽为 $B = (N_e - 1)\Delta f + B_u$ 。图3为双基地多载频FMCW雷达某接收通道信号处理流程。首先对各个接收通道的接收信号进行混频、中频正交采样和去调频处理, 将得到的信号与 $e^{-j2\pi\Delta f_k t}$ 相乘, 并进行低通滤波完成通道分离。对分离后的各个通道的信号进行FFT和相干积累, 最后再进行综合脉冲处理, 从而获得目标的距离、速度、方位和俯仰信息。

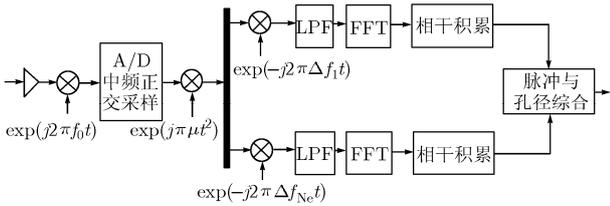


图3 双基地多载频FMCW雷达某接收通道信号处理流程

考虑图1所示几何结构, 接收站第 l 路接收天线接收到的目标(单个目标)回波表示为

$$s_{kl}(t) = \sum_{k=1}^{N_e} s_{ek}(t - \tau) = \sum_{k=1}^{N_e} g(t - \tau) e^{j2\pi[f_k(t - \tau) - 0.5\mu(t - \tau)^2]}, \quad k = 1, \dots, N_e, \quad l = 1, \dots, N_r \quad (2)$$

其中, $\tau = \tau_0 - \Delta\tau_{tk} - \Delta\tau_{rl} - vt'/c - 0.5at'^2$ 为第 k 个发射天线单元到目标再到第 l 个接收天线单元的传播延时, $t' = mT_r + t$ ($0 < t \leq T_r$), t 表示距离维采样时间(快时间), m 为重复周期数; $\tau_0 = R_0/c$, $R_0 = R_1 + R_2$ 为目标距离和(以阵中心为参考点); $\Delta\tau_{tk}$, $\Delta\tau_{rl}$ 分别为目标到第 k 个发射阵元和第 l 个接收阵元相对发射阵和接收阵中心的时

延差, 对于放置在 YOZ 平面的面阵, 远场情况下, $\Delta\tau_{tk} = (y_k \sin \theta_t \cos \varphi_t + z_k \sin \varphi_t)/c$, $\Delta\tau_{rl} = (y_l \sin \theta_r \cos \varphi_r + z_l \sin \varphi_r)/c$, 其中 θ_t , θ_r 分别为目标相对于发射阵中心和接收阵中心的方位角, φ_t , φ_r 表示目标相对于发射阵中心和接收阵中心的俯仰角, (y_k, z_k) 和 (y_l, z_l) 分别为第 k 个发射阵元和第 l 个接收阵元相对发射阵和接收阵中心的坐标; v 为等效目标速度, a 为等效目标加速度。

接收信号与发射基准信号 $e^{j2\pi(f_0 t - 0.5\mu t^2)}$ 复混频, 并与复信号 $e^{-j2\pi\Delta f_k t}$ 相乘, 低通滤波, 忽略门控信号 $g(t)$ 的影响和各阵元间的包络延迟差, 可得第 l 路接收通道分离后第 k 路信号

$$r_{kl}(t) = e^{j2\pi(\mu\tau t - f_k\tau - 0.5\mu\tau^2)} \quad (3)$$

令 $\tau = \tau_t - \Delta\tau_{tk} - \Delta\tau_{rl}$, 其中 $\tau_t = \tau_0 - vt'/c - 0.5at'^2$, 远场情况下, 则上式可近似为

$$r_{kl}(t) \approx e^{j2\pi(\mu\tau_t t - f_k\tau_t - 0.5\mu\tau_t^2)} e^{j2\pi(f_k(\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))} \quad (4)$$

式(4)的第2项为目标方向因子, 对通道分离后每一路接收信号来说是个常数项, 它对于求解目标的距离、速度和加速度信息基本不产生影响。则第 l 路接收通道分离后第 k 路第 m 个重复周期的接收信号为

$$r_{kl}(t, m) = e^{j2\pi(\varphi(t, m))} e^{j2\pi(f_k(\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))}, \quad m = 0, \dots, M - 1 \quad (5)$$

根据Wojtkiewicz^[8]的研究

$$\varphi(t, m) \approx f_R t + f_{vk} m + f_{ak} m^2 + \phi_0 \quad (6)$$

其中 $f_R = \mu R_0/c + f_k v/c$, $f_{vk} = f_k v T_r/c$, $f_{ak} = 0.5 a f_k T_r^2/c$, ϕ_0 为与 v 、 a 无关的常数。

对上式进行DFT

$$R_{kl}(f, m) = \delta(f - f_R) e^{j2\pi(f_{vk} m + f_{ak} m^2 + \phi_0)} e^{j2\pi(f_k(\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))} \quad (7)$$

则第 l 路接收通道分离后第 k 路多普勒信号为

$$D_{kl}(m) = R_{kl}(f_R, m) = e^{j2\pi(f_{vk} m + f_{ak} m^2 + \phi_0)} e^{j2\pi(f_k(\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))} \quad (8)$$

由式(8)可看出, 目标多普勒信号为一个线性调频信号和方向因子的乘积。若直接对上式进行DFT, 由于目标加速度的调制, 得到的是一个展宽的目标多普勒频谱, 从而使目标检测性能降低。

3 加速度和速度估计

由以上分析可知, 式(8)包含目标加速度和速度两个变量, 若能将其从上式中分离, 再分别进行参数估计, 则可实现目标运动参数估计, 而多项相位变换^[7]可实现信号多个参数的分离。对上式进行二阶多项相位变换得

$$\begin{aligned} PD_{kl}(m) &= P_2[D_{kl}(m), m_0] = D_{kl}(m) D_{kl}^*(m - m_0) \\ &= \exp(j2\pi(2m_0 f_{ak} m + \varphi)), \quad m = m_0 + 1, \dots, M, \\ & \quad k = 1, \dots, N_e, \quad l = 1, \dots, N_r \end{aligned} \quad (9)$$

其中 φ 为与 f_{ak} 、 f_{vk} 有关的固定相位。一般取 $m_0 = M/2$ 可以使 f_{ak} 的估计方差最小^[7]。

对离散信号进行DFT, 可实现对其频率的估计。当信号频率为DFT频率分辨率的整数倍时, 经DFT后信号幅度最大值对应的频率即为信号的实际频率。否则由于DFT的“栅栏”

效应, 信号的实际频率将位于两条离散谱线之间。而分段 DFT 相位差法^[9]利用两段 DFT 谱线最大值处的相位差来估计实际频率和 DFT 最大谱线的频率差, 从而实现信号频率的高精度估计。

采用文献[9]的分段 DFT 相位差法, 将上式数据分为长度为 L_a , 起始数据间隔为 I_a 的两段数据, 其中 $1 \leq L_a \leq M/2-1$, $1 \leq I_a \leq M/2-1$, 且 $I_a + L_a = M/2$, 则

$$P_{ak1}(m) = \exp(j2\pi(Mf_{ak}m + \varphi)), \quad m = 0, \dots, L_a - 1 \quad (10)$$

$$P_{ak2}(m) = \exp(j2\pi(Mf_{ak}(m + I_a) + \varphi)) = P_{ak1}(m) \cdot \exp(j2\pi(Mf_{ak}I_a)), \quad m = 0, \dots, L_a - 1 \quad (11)$$

分别对以上两式进行 L_a 点 DFT, 并将幅度最大值处的相位相减得

$$\Delta\phi_a = 2\pi Mf_{ak}I_a - 2i_0\pi I_a/L_a \quad (12)$$

其中 $i_0 = \text{int}[L_a Mf_{ak}]$ 为幅度最大值对应的频率。当 f_{ak} 在 $((i_0/ML_a - 1/2MI_a), (i_0/ML_a + 1/2MI_a))$ 范围内变化时, $\Delta\phi_a$ 的主值区间为 $(-\pi, \pi)$, 则 f_{ak} 和 DFT 最大谱线的偏差 $\Delta f_{\phi a} = \Delta\phi_a \Delta f_a / 2\pi$, 其中 $\Delta f_a = 1/L_a T_r$ 为 DFT 频率分辨率, 则 f_{ak} 的估计值 \hat{f}_{ak} 为

$$\hat{f}_{ak} = (i_0 \Delta f_a + \Delta f_{\phi a}) T_r / M \quad (13)$$

加速度 a 的估计值为

$$\hat{a} = 2(i_0 \Delta f_a + \Delta f_{\phi a}) c / M T_r f_k \quad (14)$$

对加速度的补偿后, 可进行第 k 路信号的速度估计

$$P_{vk}(m) = D_{kl}(m) \exp(-j2\pi \hat{f}_{ak} m^2) \quad (15)$$

与估计加速度方法一样, 将上式数据分为长度为 L_v , 起始数据间隔为 I_v 的两段数据, 其中 $1 \leq L_v \leq M$, $1 \leq I_v \leq M$, 同样以 $I_v + L_v = M$ 为约束条件, 可得到 f_{vk} 的估计值 \hat{f}_{vk}

$$\hat{f}_{vk} = (j_0 \Delta f_v + \Delta f_{\phi v}) T_r \quad (16)$$

其中 j_0 为每段数据经 DFT 后幅度最大值对应的频率, DFT 频率分辨率 $\Delta f_v = 1/L_v T_r$, $\Delta f_{\phi v} = \Delta\phi_v \Delta f_v / 2\pi$ 为 f_{vk} 和 DFT 最大谱线处频率的偏差, 其中 $\Delta\phi_v = 2\pi f_{vk} I_v - 2j_0 \pi I_v / L_v$ 为幅度最大处的相位差。则速度 v 的估计值为

$$\hat{v} = (j_0 \Delta f_v + \Delta f_{\phi v}) c / f_k \quad (17)$$

4 性能分析

以下对文本方法进行性能分析。考虑噪声, 第 k 路多普勒信号为

$$Y_{kl}(m) = D_{kl}(m) + N(m), \quad m = 0, \dots, M - 1 \quad (18)$$

其中 $N(m)$ 是均值为零, 方差为 σ_n^2 的复高斯白噪声, 则输入信噪比 $\text{SNR}_0 = 1/\sigma_n^2$ 。上式经过二阶多项相位变换后为

$$\Gamma_{ka}(m) = P D_{kl}(m) + C_{kl}(m), \quad m = m_0 + 1, \dots, M \quad (19)$$

其中 $C_{kl}(m) = D_{kl}(m) N^*(m - m_0) + D_{kl}^*(m - m_0) N(m) + N(m) N^*(m - m_0)$ 。上式中第 1 项为信号项, 第 2 项可看作噪声。将其分为长度为 L_a , 起始数据间隔为 I_a 的两段并分别进行 L_a 点 DFT。由相位差法^[9]可得相位估计方差为

$$\sigma_{\phi a}^2 = (2\sigma_n^2 + \sigma_n^4) / 2L_a \quad (20)$$

由以上分析知, 经过距离维和相位差法 DFT 以后, 信噪比较大, 因此可忽略 DFT 最大谱线位置错选带来的误差^[9], 加速度估计方差为

$$\sigma_a^2 = \frac{(2\text{SNR}_0 + 1)c^2}{\pi^2 M^2 T_r^4 f_k^2 L_a^3 \text{SNR}_0^2} \quad (21)$$

同理可得速度估计方差为

$$\sigma_v^2 = \frac{c^2}{4\pi^2 T_r^2 f_k^2 L_v^3 \text{SNR}_0} \quad (22)$$

在复高斯白噪声背景下参数 f_v , f_a 估计的 Cramer-Rao 界为

$$\left. \begin{aligned} \text{CRB}[\hat{f}_v] &= \frac{3}{2\pi^2 M(M^2 - 1)\text{SNR}_0} \\ \text{CRB}[\hat{f}_a] &= \frac{45}{2\pi^2 M(M^4 - 5M^2 + 4)\text{SNR}_0} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

由于利用相位差法进行参数估计, 考虑到 $\Delta\phi_a$ 的主值区间, 可得到加速度估计值 \hat{a} 的取值范围 $[c(2i_0 I_a / L_a - 1) / M I_a T_r^2 f_k, c(2i_0 I_a / L_a + 1) / M I_a T_r^2 f_k]$, 速度 \hat{v} 的取值范围 $[c(2j_0 I_v / L_v - 1) / 2 I_v T_r f_k, c(2j_0 I_v / L_v + 1) / 2 I_v T_r f_k]$, 其中 $-L_a / 2 \leq i_0 \leq L_a / 2 - 1$, $-L_v / 2 \leq j_0 \leq L_v / 2 - 1$ 分别为加速度和速度分段数据经 DFT 后信号幅度最大值对应的频点。本文算法的运算量主要包括估计加速度时的 $M - m_0$ 点的复乘运算, $2L_a$ 点的复数 FFT 运算及求模, 寻找幅度最大值的 L_a 点搜索运算; 估计速度时的 M 点的复乘运算, $2L_v$ 点的复数 FFT 运算及求模, 寻找幅度最大值的 L_v 点搜索运算。由此可见, 本方法以较小的运算量实现了目标运动参数的高精度估计。

5 计算机仿真

仿真参数为: $N_e = 32$, $T_r = 500\mu\text{s}$, $T_e = 450\mu\text{s}$, $f_0 = 3\text{GHz}$, $\Delta f = 500\text{kHz}$, 目标初始距离和 $R_0 = 30\text{km}$, 中频采样率 $f_s = 20\text{MHz}$, 相参积累周期 $M = 128$, 距离压缩后信噪比为 12 dB, 速度和加速度变化范围分别为 $(-80 : 80)\text{m/s}$ 和 $(-80 : 80)\text{m/s}^2$ 。图 4 所示为本文方法与文献[10]方法 100 次 Monte Carlo 试验结果。取 $I_a = L_a = M/4$, $I_v = L_v = M/2$ 。图 4(a) 为加速度估计结果, 其中 ‘○’ 为真实值; ‘-☆-’ 为采用本文方法结果, 与真实值吻合得很好, 即实现了加速度的高精度估计; ‘-□-’ 为采用文献[10]方法结果, 与真实值偏差较大。用估计值对加速度进行补偿后, 可对速度进行估计, 结果如图 4(b) 所示。由图知, 本文方法可实现速度的高精度估计。文献[10]方法由于受加速度估计误差的影响, 速度估计精度在 $\pm 50\text{m/s}$ 后开始下降。

取等效目标速度和加速度分别为 80m/s 和 80m/s^2 , $M = 256$, 其余参数同上。距离维 FFT 后信噪比为 0 到 30dB, 步长为 1dB, 每个信噪比下进行 100 次 Monte Carlo 试验, 试验结果如图 5 所示。由图 5(a) 知, $I_a = 3M/8$, $L_a = M/8$ 时结果最差, 信噪比为 10dB 时开始收敛, 且与 CRB 相距较远; $I_a = M/4, L_a = M/4$ 时结果最好, 在信

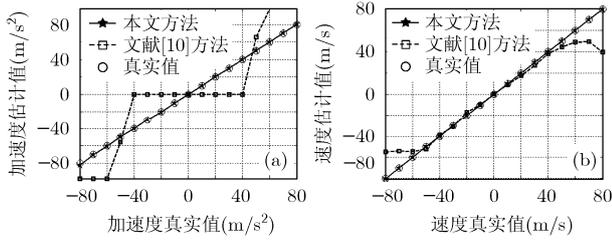


图4 两种算法加速度和速度估计比较图

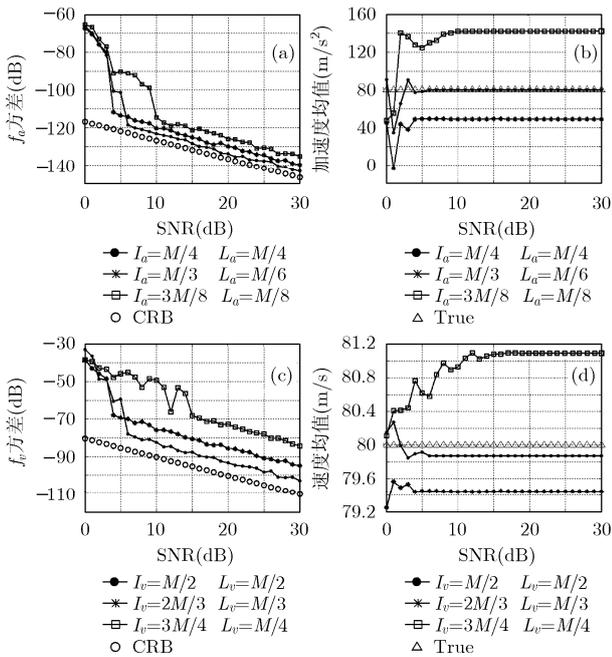


图5 加速度、速度方差和均值随信噪比变化关系图

噪比为 6dB 基本收敛于 CRB(由式(21)容易得到)。而加速度均值的情况基本相同。由图 5(b)知,与真实值最接近的为平均分段方法,效果最差的为方差最大的分段方法。这是因为只有当 $I_a = L_a$ 时,加速度估计值 \hat{a} 为 a 的无偏估计(由式(14)容易得到)。图 5(c)和 5(d)给出了不同分段下速度方差和均值随信噪比的变化情况。其变化规律与加速度类似,但由于受加速度估计误差的影响,速度估计精度略低于加速度。

6 结束语

本文分析了多载频 FMCW 雷达的信号模型,将多项相位变换和相位差法有效结合实现了目标加速度和高精度估计,提高了雷达对机动目标的检测性能。分析了不同分段情况下所提方法的性能。讨论了该方法估计加速度和速度的范围,并对其运算量做了简要说明。仿真结果表明,该方法能够以较小的运算量对目标加速度和速度进行高精度估计,对工程实现有一定的指导意义。

参考文献

[1] 张容权,黄钰林,杨建宇. 双基地线性FMCW雷达信号模糊

函数及分辨特性[J].电子与信息学报,2006,29(4):836-840.
 Zhang Rong-quan, Huang Yu-lin, and Yang Jian-yu. Ambiguity function and resolution characteristic of bistatic Linear FMCW radar signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 29(4): 836-840.
 [2] 肖慧,卢建斌,胡卫东,郁文贤. 天基双基地雷达杂波仿真技术研究[J].系统仿真学报,2007,19(24):5654-5658.
 Xiao Hui, Lu Jian-bin, Hu Wei-dong, and Yu Wen-xian. Study on clutter simulation technology for space-based bistatic radars[J]. *Journal of System Simulation*, 2007, 19(24): 5654-5658.
 [3] 杨明磊,陈伯孝,张守宏. 微波综合脉冲孔径雷达方向图综合研究[J].西安电子科技大学学报,2007,34(5):738-742.
 Yang Ming-lei, Chen Bai-xiao, and Zhang Shou-hong. Study on the pattern synthesis of microwave SIAR arrays[J]. *Journal of Xidian University*, 2007, 34(5): 738-742.
 [4] Barbarossa S. Detection and imaging of moving objects with synthetic aperture radar, part 2: Joint time-frequency analysis by Wigner-ville distribution [J]. *IEE Proc. Pt. F*. 1992, 39(1): 89-98.
 [5] Xia X G. Discrete chirp-Fourier transform and its application to chirp rate estimation [J]. *IEEE Signal Processing*, 2000, 48(11): 3122-3133.
 [6] Pei Soo-Chang and Hsue Wen-Liang. The multiple-parameter discrete fractional Fourier transform [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2006, 13(9): 329-332.
 [7] Peleg Shimon and Friedlander Benjamin. The discrete polynomial-phase transform[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(8): 1901-1914.
 [8] Wojtkiewicz A and Rytel-Andrianik R. Optimal detection and estimation in FMCW radar[J]. *Microwaves, Radar and Wireless Communications*, 2002, (3): 778-781.
 [9] 齐国清,贾欣乐. 基于DFT相位的正弦波频率和初相的高精度估计方法[J].电子学报,2004,29(9):1164-1167.
 Qi Guo-qing and Jia Xin-le. High-accuracy frequency and phase estimation of single-tone based on phase of DFT[J]. *Acta Electronic Sinica*, 2004, 29(9): 1164-1167.
 [10] 张容权,杨建宇,熊金涛. 基于多项相位变换的线性FMCW雷达目标加速度和速度估计方法[J].电子学报,2005,33(3):452-455.
 Zhang Rong-quan, Yang Jian-yu, and Xiong Jin-tao. Method for acceleration and velocity estimation of linear FMCW radar's target based on polynomial phase transform[J]. *Acta Electronic Sinica*, 2005, 33(3): 452-455.

秦国栋: 男,1979年生,博士生,研究方向为雷达信号处理、阵列信号处理、目标检测和跟踪等。
 陈伯孝: 男,1966年生,博士,教授,博士生导师,研究方向包括新体制雷达系统设计、雷达信号处理、阵列信号处理、精确制导与目标跟踪等。
 杨明磊: 男,1981年生,博士生,研究方向为双基地雷达信号处理、阵列信号处理等。