

频率步进雷达距离旁瓣抑制自适应脉冲压缩算法*

卢再奇, 曾祥桂, 夏 阳

(国防科技大学 自动目标识别重点实验室, 湖南 长沙 410073)

摘要:在频率步进雷达中,通常使用逆快速傅里叶变换方法进行高分辨成像。由于逆快速傅里叶变换的距离旁瓣高,有可能造成强散射点旁瓣掩盖附近弱散射点或者弱小目标情况,限制了其在强杂波环境下的使用。为了抑制高距离旁瓣,近年来提出一种基于最小均方误差准则的自适应脉冲压缩方法。基于自适应脉冲压缩算法原理,推导了频率步进雷达距离旁瓣抑制算法。针对静止和运动目标场景,分析自适应脉冲压缩算法的旁瓣抑制性能。仿真结果表明,与逆快速傅里叶变换和加窗逆快速傅里叶变换处理比较,自适应脉冲压缩算法具有更好的旁瓣抑制效果,能够更好地检测强散射点附近的弱散射点或者弱小目标。

关键词:频率步进雷达;自适应脉冲压缩;最小均方误差;旁瓣抑制

中图分类号:TN95 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2016)06-154-07

Adaptive pulse compression algorithm of stepped-frequency radar side-lobe suppression

LU Zaiqi, ZENG Xianggui, XIA Yang

(National Key Laboratory of ATR, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: IFFT (inverse fast Fourier transform) technique is usually used in high resolution radar imaging with stepped frequency signal. However, due to the high side-lobes introduced by IFFT, the weak scatters or small targets may be covered by the range side-lobes of the strong scatters, which limit its application in the strong clutter environment. In order to suppress the high range side-lobes, APC (adaptive pulse compression) algorithm based on MMSE (minimum mean square error) has been proposed in recent years. Based on the model of APC algorithm, the APC algorithm of stepped frequency signal for stationary and moving target was deduced. Simulation results show that the APC algorithm has a better side-lobe suppression effect when compared with the IFFT method and the windowed processing, and it can detect weak scatter or small target in the neighborhood of the strong one better.

Key words: stepped-frequency radar; adaptive pulse compression; minimum mean square error; side-lobe suppression

为提高对目标的探测能力,实现多目标分辨和目标成像与识别,高分辨技术成为雷达技术发展的一个重要方向,步进频(Stepped Frequency, SF)信号是高分辨率雷达使用的主要波形之一。由于步进频信号的距离分辨率提高,目标的回波模型为扩展目标模型,当邻近的距离单元上存在多个散射点或点目标时,就可能出现强散射点或强目标的距离旁瓣掩盖弱散射点或弱目标的情况。因此,有效地抑制强散射点或目标的高距离旁瓣,将提高步进频雷达在强杂波和密集目标场景下对弱小目标检测的性能。常用的距离旁瓣抑制技术如加窗处理会使主瓣降低、变宽,导致信噪比损失和距离分辨率变坏^[1]。文献[2]提出最小平方(Least Square, LS),通过对邻近距离单元的

去耦合来实现旁瓣抑制,但LS模型对距离窗外的目标无法有效提取。文献[3-5]提出了基于最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)的自适应脉冲压缩(Adaptive Pulse Compression, APC)算法,利用目标的先验信息自适应地为每个距离单元估计最佳滤波器,抑制距离旁瓣,提高对邻近距离单元的弱小目标的检测能力。文献[6]提出距离-角度二维超分辨率多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)雷达成像算法,文献[7]提出基于卡尔曼最小均方误差准则的旁瓣抑制算法,有效地抑制了距离旁瓣。文献[8]将APC方法应用于频率步进连续波(Stepped Frequency Continuous Wave, SFCW)信号,针对地物探测情形下的短距离静止目标场景,

* 收稿日期:2015-05-20

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61401475)

作者简介:卢再奇(1968—),男,湖南平江人,副教授,博士,硕士生导师,E-mail:luzaiqi@126.com

仿真和实验室实验均取得了较好的效果。应用 APC 思想,针对应用广阔的频率步进脉冲串雷达在多目标成像时的距离旁瓣抑制性能进行研究。

1 频率步进雷达成像分析

设步进频信号的脉冲数 N , 起始频率 f_0 , 跳频间隔 Δf , $n = 1, 2, \dots, N$ 表示第 n 个步进频脉冲, T_r 为脉冲重复周期, τ 为发射信号脉冲宽度, 频率步进信号的发射信号为:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_l \text{rect}\left(\frac{t - nT_r - \tau/2}{\tau}\right) e^{j2\pi(f_0 + n\Delta f)t} \quad (1)$$

其中, A_l 为发射信号幅度, $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形窗函数。

距离为 R 的点目标回波信号为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} x_1 e^{-j2\pi f_0 \tau_1} + x_2 e^{-j2\pi f_0 \tau_2} \dots + x_L e^{-j2\pi f_0 \tau_L} \\ x_1 e^{-j2\pi(f_0 + \Delta f)\tau_1} + x_2 e^{-j2\pi(f_0 + \Delta f)\tau_2} \dots + x_L e^{-j2\pi(f_0 + \Delta f)\tau_L} \\ \vdots \\ x_1 e^{-j2\pi[f_0 + (N-1)\Delta f]\tau_1} + x_2 e^{-j2\pi[f_0 + (N-1)\Delta f]\tau_2} \dots + x_L e^{-j2\pi[f_0 + (N-1)\Delta f]\tau_L} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{v}}(l) \\ &= \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_0 \tau_1} & e^{-j2\pi f_0 \tau_2} & \dots & e^{-j2\pi f_0 \tau_L} \\ e^{-j2\pi(f_0 + \Delta f)\tau_1} & e^{-j2\pi(f_0 + \Delta f)\tau_2} & \dots & e^{-j2\pi(f_0 + \Delta f)\tau_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi[f_0 + (N-1)\Delta f]\tau_1} & e^{-j2\pi[f_0 + (N-1)\Delta f]\tau_2} & \dots & e^{-j2\pi[f_0 + (N-1)\Delta f]\tau_L} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_L \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{v}}(l) \\ &= \mathbf{A}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{v}}(l) \end{aligned} \quad (4)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_0 \tau_1} & e^{j2\pi(f_0 + \Delta f)\tau_1} & \dots & e^{j2\pi[f_0 + (N-1)\Delta f]\tau_1} \\ e^{j2\pi f_0 \tau_2} & e^{j2\pi(f_0 + \Delta f)\tau_2} & \dots & e^{j2\pi[f_0 + (N-1)\Delta f]\tau_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi f_0 \tau_L} & e^{j2\pi(f_0 + \Delta f)\tau_L} & \dots & e^{j2\pi[f_0 + (N-1)\Delta f]\tau_L} \end{bmatrix} \quad (5)$$

为 $L \times N$ 维矩阵, $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_L$ 表示 L 个距离单元的回波延迟时间。 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_L]^T$ 表示 $L \times 1$ 维的回波信号冲击响应, $\tilde{\mathbf{v}}(l) = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_L]^T$ 表示 $L \times 1$ 维加性白噪声干扰。

第 l 个距离单元的逆快速傅里叶变换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) 可以表示为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{\text{IFFT}}(l) &= A(l, :) \times \mathbf{y} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(f_0 + n\Delta f)\tau_l} \sum_{i=1}^L x_i \cdot e^{-j2\pi(f_0 + n\Delta f)\tau_i} \\ &= \sum_{i=1}^L x_i \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(f_0 + n\Delta f)(\tau_l - \tau_i)} \\ &= \sum_{i=1}^L x_i \times e^{j2\pi(f_0 + n\Delta f)(\tau_l - \tau_i)} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n\Delta f(\tau_l - \tau_i)} \\ &= \sum_{i=1}^L x_i \times e^{j2\pi f_0(\tau_l - \tau_i)} \frac{1 - e^{j2\pi n\Delta f(\tau_l - \tau_i)}}{1 - e^{j2\pi\Delta f(\tau_l - \tau_i)}} \\ &= Nx_l + \sum_{i=1, i \neq l}^L e^{j2\pi f_0(\tau_l - \tau_i)} \times \frac{1 - e^{j2\pi n\Delta f(\tau_l - \tau_i)}}{1 - e^{j2\pi\Delta f(\tau_l - \tau_i)}} \times x_i \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} A_r \text{rect}\left(\frac{t - nT_r - \tau/2 - 2R/c}{\tau}\right) \cdot \\ &\quad \exp\left[j2\pi(f_0 + n\Delta f)\left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \end{aligned} \quad (2)$$

其中, A_r 为回波幅度, c 为光速。

回波信号与参考信号混频后经低通滤波器可得到:

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} A_r \text{rect}\left(\frac{t - nT_r - \tau/2 - 2R/c}{\tau}\right) \cdot \\ &\quad \exp\left[-j2\pi(f_0 + n\Delta f)\frac{2R}{c}\right] \end{aligned} \quad (3)$$

由式(3)混频后的回波信号,建立 L 个离散距离单元的步进跳频信号回波如式(4)所示。

式(6)中第一项 x_l 是要估计的距离单元的回波信号冲击响应,第二项是每个距离单元的旁瓣在邻近的距离单元叠加产生干扰,属于各个距离单元之间的相互影响。因此,每个距离单元的回波信号估计实际上是本距离单元的回波信号和其他距离单元的旁瓣在本单元的叠加之和,表示为:

$$\hat{x}(l) = x(l) + x' \quad (7)$$

其中, $\hat{x}(l)$ 是估计的第 l 个距离单元的回波信号幅度, $x(l)$ 是实际的第 l 个距离单元目标信号幅度, x' 是其他距离单元的旁瓣在第 l 个距离单元的信号幅度的叠加,属于干扰信号。

$$x' = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l}}^L e^{j2\pi f_0(\tau_l - \tau_i)} \cdot \frac{1 - e^{j2\pi N\Delta f(\tau_l - \tau_i)}}{1 - e^{j2\pi\Delta f(\tau_l - \tau_i)}} \cdot x_i \quad (8)$$

2 频率步进雷达 APC 算法

2.1 算法实现

根据式(6)推导结论,设计基于逆推最小均方差估计 (Recursive Minimum Mean Square Estimation, RMMSE) 准则的滤波器系数 $\omega(l)$, 取代 $A(l, :)$ 。参照文献^[3,8-9]推导方法,以实现回波冲击响应 $x(l)$ 的最佳估计。在式(6)中,使用 $\omega(l)$ 取代 $A(l, :)$, 则第 l 个距离单元的估计值

$\hat{x}(l)$ 表示如下:

$$\hat{x}(l) = \omega^H(l) \cdot y = \omega^H(l) A^H x + \omega^H(l) \bar{v}(l) \quad (9)$$

构造代价函数为:

$$J(l) = E[|\mathbf{x}(l) - \omega^H(l) \times \mathbf{y}|^2] \quad (10)$$

$J(l)$ 对 $\omega^H(l)$ 求梯度, 并令其为零, 得到:

$$\omega(l) = \{E[\mathbf{y} \times \mathbf{y}^H]\}^{-1} E[\mathbf{y} \times \mathbf{x}^H(l)] \quad (11)$$

将式(4)代入式(11)中, 假定各距离单元的冲击响应不相关, 且与噪声统计独立, 则求得:

$$\omega(l) = \rho(l) [C(l) + R_v]^{-1} s(l) \quad (12)$$

其中, $\rho(l) = |x(l)|^2$ 表示第 l 个距离门处理输出的期望功率, $R_v = E[v(l)v^H(l)]$ 为噪声的相关矩阵, 当噪声为加性高斯白噪声时, $R_v = \sigma_v^2 I_N$ 为对角阵,

$$s(l) = [e^{j2\pi f_0 \tau_l}, e^{j2\pi(f_0 + \Delta f) \tau_l}, \dots, e^{j2\pi[f_0 + (N-1)\Delta f] \tau_l}]^H \quad (13)$$

$$C(l) = E[\mathbf{y} \times \mathbf{y}^H] = A^H \begin{bmatrix} \rho(l) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \rho(l) \end{bmatrix} A \quad (14)$$

用式(6)求得的 IFFT 变换值作为 APC 算法迭代的初始值。

总结上述推导, 得到基于 RMMSE 准则的步进频信号的 APC 算法流程图如图 1 所示。

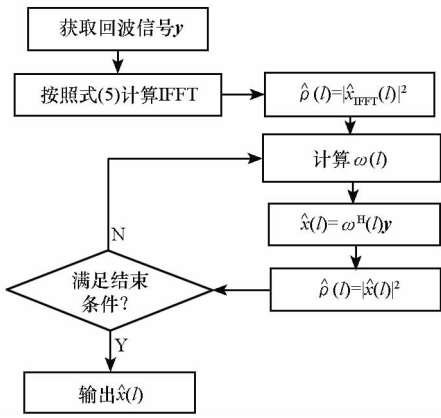


图 1 静止目标 APC 算法流程图

Fig. 1 APC algorithm flow chart of static targets

2.2 运动目标情况

基于 IFFT 变换的成像算法受到目标运动影响, 如果不进行运动补偿, 将产生距离移位和散焦失真的影响^[10], 理想的无失真条件包括精确补偿距离像走动和无散焦失真, 分别是:

1) 设对距离单元走动的容忍条件为不超过半个距离分辨单元, 即 $pv < 1/2$, 则有:

$$v \leq \frac{c}{4Nf_0 T_r} \quad (15)$$

按照表 1 中的步进频参数, 求得速度补偿精度 $\Delta v \leq 0.34$ m/s。

2) 设无散焦失真影响的距离成像条件是距离像展宽不超过 1/4 个分辨单元, 式(6)二次相位变化不超过 $\pi/2$, 即 $\Delta f 2v N^2 T_r / c < 1/4$, 则有:

$$v < \frac{c}{8N^2 \Delta f T_r} \quad (16)$$

同样按照表 1 中的步进频参数设置, 求得速度补偿精度 $\Delta v < 91.6$ m/s。

在 2.1 节的算法中, 使用式(6)的 IFFT 变换值作为迭代的初始值, 因此, 目标运动也会造成 APC 算法的距离像移位和散焦现象, APC 算法必须要考虑速度补偿问题。从式(13)可知, 精确补偿距离像走动要求速度补偿精度小于多普勒雷达理想分辨力的一半, 这在频率步进体制下是难以达到的, 其原因在频率步进体制下, 回波相位中不仅包含多普勒相位, 还包括由载频脉间变化引入的距离相关相位, 即存在严重的“距离-多普勒”严重耦合, 使得多普勒频率成分无法精确测量。实际上, 从成像与识别角度来看, 只要补偿距离像散焦即满足式(14), 即可保证距离像的质量。

时域互相关法^[11]估计的目标速度精度能够满足二次相位项补偿要求, 其速度估计公式为:

$$\hat{v} = \frac{\Delta n \times c}{2T_r N^2 \Delta f} \quad (17)$$

其中 Δn 为两帧间的目标移动距离单元数。

对 IFFT 变换进行速度补偿后, 以消除距离像散焦影响。图 2 为运动目标 APC 算法。

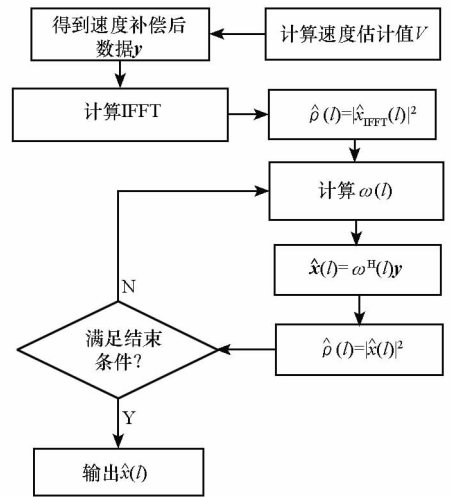


图 2 运动目标 APC 算法流程图

Fig. 2 APC algorithm flow chart of moving targets

3 仿真实验

仿真所用信号参数如表 1 所示, 按表中参数计算, 跳频对应的高分辨不模糊距离像窗长度为 $\Delta R = 75$ m; 脉宽对应的原始距离分辨率为 60 m。

表1 步进频信号参数

Tab.1 Stepped frequency signal parameters

步进频脉冲数	起始频率	跳频	PRF	脉宽
64	35 GHz	2 MHz	20 KHz	400 ns

3.1 静止目标旁瓣抑制能力

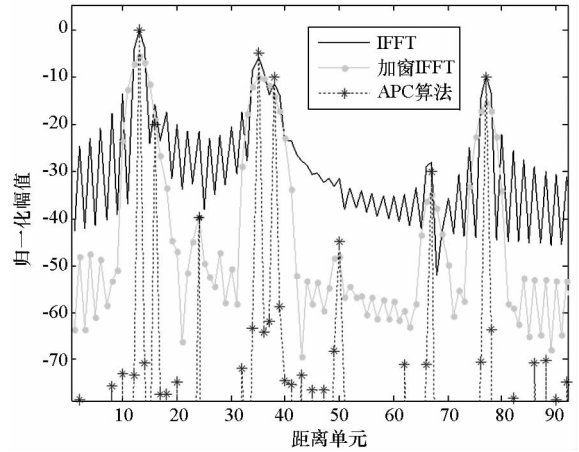
本实验采用表1中的步进频参数。场景参数设置见表2,目标分布于发射脉冲对应的包络范围内,噪声服从零均值高斯分布,强度为-60 dB。

表2 多个静止目标的强度和位置信息

Tab.2 Amplitude and location of static targets

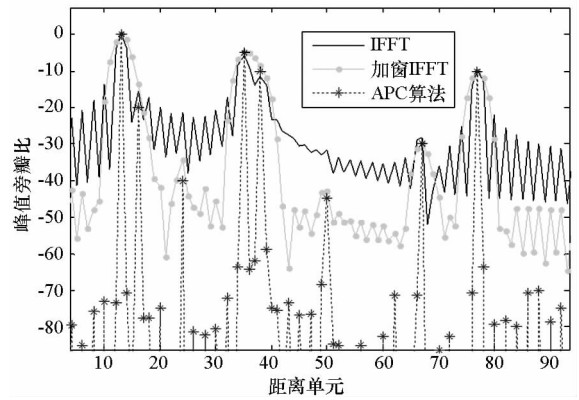
目标	距离/m	目标强度/dB	距离单元
1	1207.5	0	13
2	1209	-20	16
3	1214	-40	24
4	1220	-5	35
5	1222	-10	38
6	1229	-45	50
7	1239	-30	67
8	1245	-10	77

图3是IFFT变换、加窗处理和APC算法的回波距离像。其中,图3(a)为各处理方法的幅值比较,以IFFT成像结果的最大值进行归一化。图3(b)为各处理方法的峰值旁瓣比较,以各方法的峰值进行归一化。由图3可知,在IFFT变换中由于远距离旁瓣的掩盖,只能分辨距离单元13,35,38及77上的目标,且35,38单元上的目标靠得较近,各自峰值差别不大,将被判定为一个目标;距离单元16,24,50上目标完全不可见,在距离单元67上的目标由于和旁瓣电平相近也难以确认为目标,无法检测出来。在加窗处理中,能将旁瓣抑制到-50dB左右,可见目标在距离单元13,24,35,38,67和77上。由于加窗后主瓣展宽,距离单元16上的目标位于邻近强目标的主瓣宽度内,而无法分辨出来;距离单元35和38上的目标只有一个峰值,将判断为一个目标;距离单元50能够从图中显示出来凸起,由于和旁瓣电平相近也难以确认为目标,无法检测出来。而APC算法能更好地抑制距离旁瓣,所有8个目标可见并且能够完全分辨出来。从图中看出,APC算法在抑制旁瓣的同时,主瓣峰值电平和IFFT变换一致,没有降低;另外,IFFT变换和加窗IFFT的旁瓣电平仍处于较高的水平上。仿真实验表明,APC成像算法旁



(a) 幅值比较

(a) Comparison of amplitude



(b) 峰值旁瓣比

(b) Comparison of peak side-lobe ratio

图3 静止多目标的距离像

Fig.3 Range profile of static targets

瓣电平降低,但主瓣峰值不变,将有利于目标检测。

3.2 运动目标旁瓣抑制能力

本实验采用表1中的步进频参数。设置场景参数见表3,设目标速度均为600 m/s,噪声服从零均值高斯分布,强度为-60 dB。实验仿真并比较了不同补偿速度下的IFFT变换和APC算法的距离像性能。

表3 目标初始位置和强度

Tab.3 Initial position and amplitude of target

目标	1	2	3	4
距离/m	1207.5	1209	1219	1223.5
目标强度/dB	0	-20	0	0
距离单元	13	16	33	41

图4(a)分别是目标速度为 $v=0$ m/s时的目标距离像,图4(b)和图4(c)是目标速度为 $v=600$ m/s,补偿速度 $v=300$ m/s, $v=550$ m/s时的

目标距离像。从图 4(b) ~ (c) 中看出,由于没有进行精确的速度补偿,三种方法形成的距离像均存在散焦失真,主瓣展宽的情况。图 4(c) 中,补偿速度为 $v = 550 \text{ m/s}$,这时,补偿速度误差为 $v_e = 50 \text{ m/s}$,小于距离像可容忍的散焦失真要求的目标速度 91.5 m/s 。从图 4(c) 中看出,成像算法散焦失真减少,主瓣变窄,且 APC 算法能够分辨出目标 2,但有目标移位。从图中可见,补偿速度越接近目标的真实速度,APC 算法的旁瓣抑制效果越好,距离单元走动和散焦失真的影响越小。从仿真结果看,对于运动目标情况,APC 算法性能类似于 IFFT 成像算法的表现。运动补偿后,APC 算法对运动目标的成像性能不降低。

3.3 成像参数分析

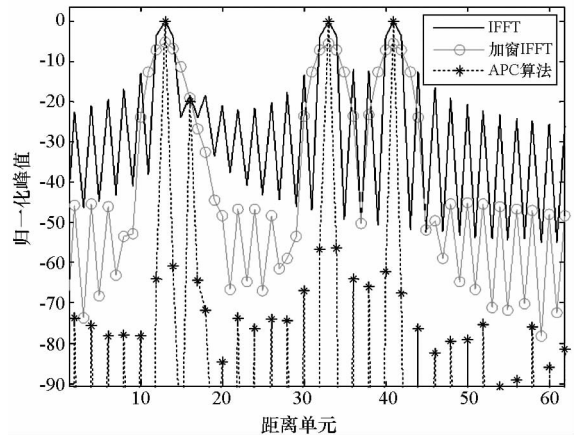
频率步进脉冲串雷达距离分辨率由跳频次数 N 和跳频间隔 Δf 形成的总带宽确定,成像输出的距离测量间隔由对慢时间序列进行 IFFT 变换的点数 K 确定。一般来说,这两方面决定了 IFFT 的成像质量。为了获得更好的距离像,通常来说 $K \geq N$ 。由于 APC 算法的初始估计值由 IFFT 变换获取,本节通过仿真考察点数 K 和频率步进量 Δf 对算法性能的影响。使用距离像估计值与真值的均方误差 (Mean Square Error, MSE) 来评价各算法参数估计性能, MSE 越小,表明参数估计与真实值越接近。

3.3.1 成像点数 K 影响分析

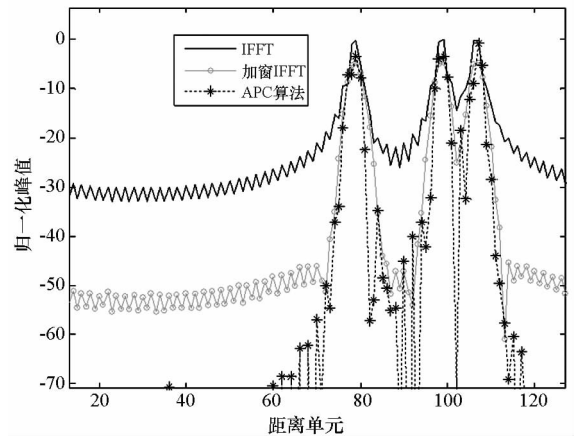
在获取的慢时间数据上进行大于 N 点的 IFFT 计算,增加了对距离像的采样密度,降低了栅栏效应对成像的影响,能够更加准确地反映在不同距离上目标的真实幅度。仿真依据表 1 和表 2 中的参数, K 的变化规律为 $K = N + (nm - 1) \times (N/8)$ 。为了显示直观,图 3 中 MSE 曲线以 IFFT 变换的 MSE 最大值归一化。随着点数 K 增加,各算法的 MSE 均呈变小的趋势,APC 算法的 MSE 在一定范围内波动。在 $nm = 8$, 即 $K = 120$ 时,APC 算法的 MSE 最低;如图 5 所示,大的 K 值,APC 算法不一定能够获得更好的估计性能。而大的 K 值,意味着更多的计算时间和需要更多的计算资源。

3.3.2 带宽变化影响分析

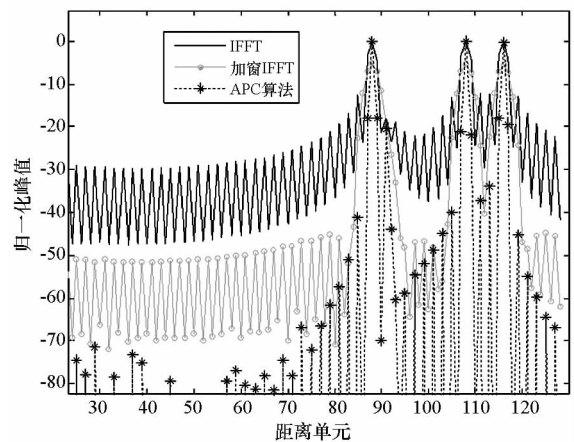
固定 N , 通过改变 Δf 值来分析在带宽变化条件下的算法性能。带宽变化规律为 $\Delta f = 1 \times 10^6 + 0.1 \times 10^6 \times nm$ 。图 6(a) 和图 6(b) 是 K 为 120 和 200 时,3 个算法的 MSE 数据与 Δf 变化的关系曲线。如图 6 所示,各算法的 MSE 随着带宽变化围



(a) 目标速度为 0 m/s 时,目标距离像
(a) Original range profile when target velocity is 0 m/s



(b) 目标速度为 600 m/s, 补偿速度为 300 m/s
(b) Target velocity is 600 m/s, compensation velocity is 300 m/s



(c) 目标速度为 600 m/s, 补偿速度为 550 m/s
(c) Target velocity is 600 m/s, compensation velocity is 550 m/s

图 4 不同补偿速度下的目标距离像

Fig. 4 Range profile under different velocity compensation
绕定值波动,APC 算法平均的 MSE 较小,算法性能较好。但随着点数 K 增加,估计性能均有提

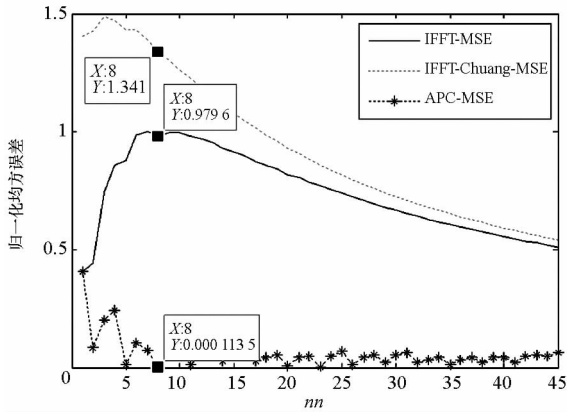
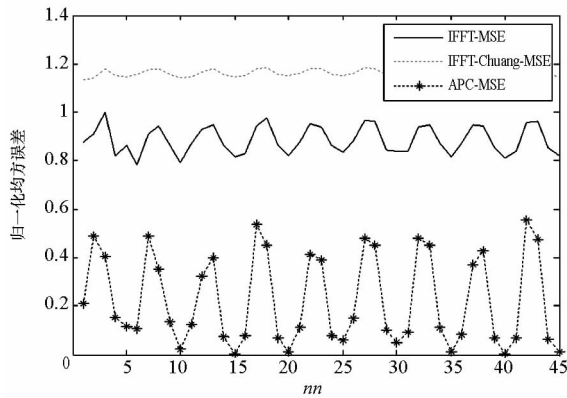
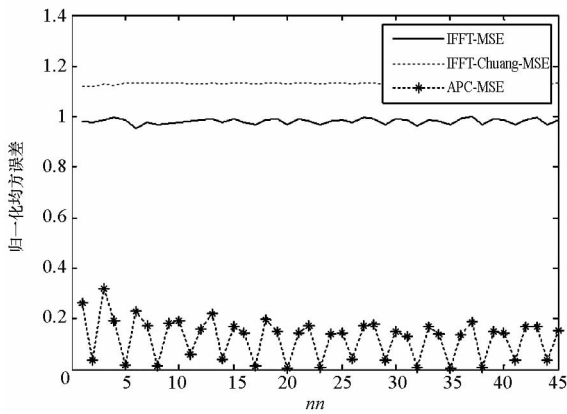


图 5 K 变化值与距离像估计性能关系
($N = 64, \Delta f = 2.5 \text{ MHz}$)

Fig. 5 Relation between range profile estimated performance and various K ($N = 64, \Delta f = 2.5 \text{ MHz}$)



(a) $N = 64, K = 120$



(b) $N = 64, K = 200$

图 6 跳频值变化与估计性能关系

Fig. 6 Relation between estimation performance and various Δf

高,且 APC 算法性能相对提高的更多。另外,在图 6(a)中可见,当 $\Delta f = 2.5 \text{ MHz}$ ($nm = 15$) 时,APC 算法的 MSE 值达到极小值,算法性能达到最好。

综上所述,得到以下结论:

1) 固定跳频数 N 和跳频值 Δf , 改变 K 值, 均

能够提高三种算法的旁瓣抑制性能,但 APC 提高性能更明显,且 APC 算法的 MSE 随着 K 的变化在一定范围内起伏。

2) 当 N 及 K 固定,改变跳频值 Δf 时,三种算法的 MSE 曲线变化不大,随着 K 值增大,APC 算法旁瓣抑制优势增大,各 MSE 曲线起伏减小。在某些带宽上,APC 算法的性能达到最优。

3) 可根据 MSE 性能曲线确定跳频值 Δf 和 K 的值,使 APC 算法在计算时间和性能上获得平衡。

3.4 检测性能分析

设场景中存在两个静止目标,目标 1 位于第 100 个距离单元,强度为 0 dB,目标 2 位于第 110 个距离单元,强度从 -60 dB 逐渐增大到 0 dB,噪声服从零均值高斯分布,大小为 -30 dB。对目标 2 进行恒虚警检测,采用单元平均恒虚警检测方法。处理窗的长度为 128 个距离单元,蒙特卡洛仿真次数为 1000。

仿真结果如图 7 所示,IFFT 变换在弱目标强度低于 -24 dB 检测不到弱目标,加窗处理和 APC 算法由于旁瓣抑制效果较好,检测性能明显好于匹配滤波器。在弱目标强度为 -40 dB 时,IFFT 变换检测不到弱目标,加窗处理的弱目标检测概率为 0.4,APC 算法弱目标检测概率为 0.92 时,APC 算法弱目标检测性能比加窗处理要好。

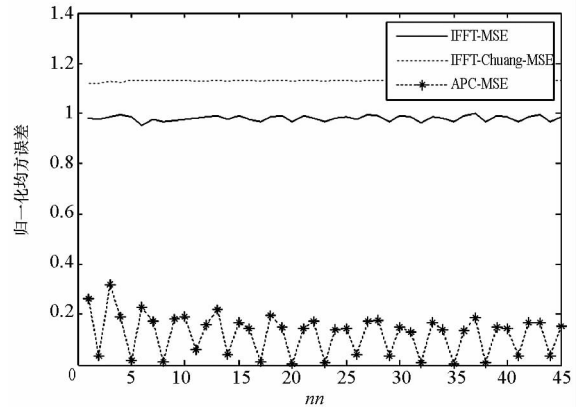


图 7 不同算法的弱目标检测性能比较
Fig. 7 Weak target detection performance comparison for different algorithm

4 结论

步进频率雷达以窄的瞬时带宽及增大处理时间的方式获得大的系统带宽,通过信号处理获得高分辨力距离像,在高分辨雷达体制上得到了广泛应用。但成像过程中高的距离旁瓣限制了弱小目标的检测性能。对此,设计了基于最小均方误

差准则的步进频脉冲串信号的 APC 算法,以降低距离旁瓣。仿真试验表明,相比于传统的加窗抑制旁瓣方法,APC 算法的旁瓣抑制能力强,多目标分辨能力优,在邻近多目标检测中能够更好地分辨出各目标,特别是强目标旁瓣掩盖下的弱小目标。相对于传统的杂波对消方法^[12],最大限度地保持了低速目标信号的幅度信息,具有提高低慢小目标检测能力的潜力。因此,APC 算法在强杂波下对弱小目标的探测和跟踪场合具有较好的应用前景。

参考文献 (References)

[1] Oppenheim A V, Schafer R W. Discrete-time signal processing[M]. 2nd ed. USA: Prentice Hall, 1999.

[2] Zmi B, Zejak A, Petrovi A, et al. Range side-lobe suppression for pulse compression radars utilizing modified RLS algorithm [C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications, 1998, 3: 1008 - 1011.

[3] Blunt S D, Gerlach K. Adaptive pulse compression via MMSE estimation[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2006, 42(2): 572 - 584.

[4] Blunt S D, Gerlach K. Adaptive pulse compression [C]//Processing of the IEEE International Radar Conference, 2004: 271 - 276.

[5] Blunt S D, Gerlach K. A novel pulse compression scheme based on minimum mean-square error reiteration [C]//Processing of the IEEE International Radar Conference, 2003: 349 - 353.

[6] 王伟, 马跃华, 郝燕玲. 基于 MAPC-RISR 的 MIMO 雷达距离 - 角度二维超分辨率成像算法[J]. 中国科学(信息科学), 2015, 45(3): 372 - 384.
WANG Wei, MA Yuehua, HAO Yanling. High resolution MIMO radar range-angle 2D imaging algorithm based on

MAPC-RISR [J]. Scientia Sinica Informationis, 2015, 45(3): 372 - 384. (in Chinese).

[7] 张朝霞, 王慧慧, 傅正, 等. 基于卡尔曼 - 最小均方误差准则的雷达旁瓣抑制研究及仿真[J]. 计算机应用, 2015, 35(5): 1488 - 1491.
ZHANG Zhaoxia, WANG Huihui, FU Zheng, et al. Research and simulation of radar side-lobe suppression based on Kalman-minimum mean-square error [J]. Journal of Computer Applications, 2015, 35(5): 1488 - 1491. (in Chinese)

[8] Zhao b, Kong L J, Yang M, et al. Adaptive pulse compression for stepped frequency continuous-wave radar [C]//Proceedings of IEEE CIE Conference on Radar, 2011.

[9] 沈福民. 自适应信号处理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001.
SHEN Fumin. Adaptive signal processing[M]. Xi'an: Xi'an University of Electronics Science and Technology Press, 2001. (in Chinese)

[10] 龙腾. 频率步进雷达信号的多普勒性能分析[J]. 现代雷达, 1996, 4(18): 31 - 37.
LONG Teng. Doppler performance analysis of frequency stepped radar signal [J]. Modern Radar, 1996, 4(18): 31 - 37. (in Chinese)

[11] 蒋楠稚, 王毛路, 李少洪, 等. 频率步进脉冲高分辨一维成像速度补偿分析[J]. 电子与信息学报, 1999, 21(5): 665 - 670.
JIANG Nanzhi, WANG Maolu, LI Shaohong, et al. Compensation methods of stepped frequency radar HRR imaging[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 1999, 21(5): 665 - 670. (in Chinese)

[12] 王飞行, 贺思三, 陈建军, 等. 运动平台下频率步进雷达杂波相消新方法[J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(3): 69 - 74.
WANG Feixing, HE Sisan, CHEN Jianjun, et al. A novel method of clutter cancellation for mobile stepped-frequency radar [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2010, 32(3): 69 - 74. (in Chinese)