

基于时域解线性调频的步进频率雷达动目标检测方法

陈祝明, 何奎, 段锐, 江朝抒

(电子科技大学电子工程学院 成都 611731)

【摘要】针对步进频率雷达中运动目标高分辨距离像发散而引起的检测性能下降, 以及速度补偿法无法完成多个不同速度目标检测的问题, 提出了一种运用时域解线性调频法进行步进频率雷达动目标检测的新方法, 该方法对所有子脉冲的回波信号进行时频变换处理, 将处理结果进行二维搜索以得到目标参数的估计值。描述了基于该方法的检测步骤, 并严格推导了速度分辨率和交叉项峰值的数学表达式。仿真实验表明, 该方法能够同时检测多个运动目标, 并验证了其检测性能。

关键词 交叉项; 动目标检测; 步进频率雷达; 时域解线性调频

中图分类号 TN95

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2012.05.003

Method for Detecting Moving Targets in Stepped Frequency Radar Based on Time-Dechirping

CHEN Zhu-ming, HE Kui, DUAN Rui, and JIANG Chao-shu

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

Abstract The paper proposes a detecting method of multiple moving targets in stepped-frequency radar based on time-dechirping, in order to solve such problems that conventional processing methods without velocity compensation will reduce the detection performance because of range profile distortion and that velocity compensation methods cannot detect multiple targets with different velocities. This method performs the time-frequency transform processing for echo of all sub-pulses, and then the target parameter estimates value is obtained by two-dimensionally searching the processing products. The paper also describes the principle of detection and formulates the mathematical expressions of velocity resolution and cross-term peak strictly. Simulations for multi-moving targets are employed to validate the method.

Key words cross-term; moving target detection; stepped-frequency radar; time-dechirping

步进频率(steped-frequency, SF)雷达作为高分辨率雷达的一种^[1], 因其对系统的瞬时带宽和采样速率要求较低, 系统复杂度低, 易于工程实现而越来越受到重视。它采用传统的IFFT(inverse fast fourier transform)算法获得高分辨距离像, 但由于步进频率信号对目标的径向运动较为敏感, IFFT得到的距离像是徙动和发散的, 无法在真实的距离上聚焦, 所以, 在IFFT之前要精确地估计出动目标的速度并进行运动补偿, 才能还原真实的距离信息^[2]。

近年来, 国内外学者对步进频率雷达信号的运动补偿做了大量研究, 其思路都是基于对运动目标速度的估计, 如最小脉组误差法^[3]、最大似然估计法^[4]、最小波形熵法^[5]、二维时域相关法^[6]、对比度优化算法^[7]、非线性最小二乘法^[8]等。这些方法都很好解决了一个距离门内的单个多散射点动目标或

者速度相同的多目标的检测问题, 但是当有多个速度不同的动目标出现时, 由于上述方法只能估计一个速度参数, 所以无法对多个目标同时消除相位误差, 也就不能检测出多个目标。

由于动目标回波可以看成chirp信号形式, 采用时频分析方法就解决了一个距离门内多个速度不同的运动目标检测问题。文献[9]用联合STFT-WVD(short time fourier transform-Wigner-Vill distribution)方法检测SAR回波信号, 该方法也可以用于SF雷达回波信号, 虽然抑制了交叉项和提高了时频分辨率, 但是运算量大和点聚集性差, 不适合于SF雷达的动目标检测。本文针对步进频率雷达动目标回波的特点, 采用时域解线性调频的方法, 对各个子脉冲的回波信号进行时频变换处理, 该方法可以同时检测速度不同的多个动目标, 还获得了与传统脉冲多普

收稿日期: 2011-01-04; 修回日期: 2011-04-14

基金项目: 国家自然科学基金委与中国工程物理研究院资助项目(10776003); 部级预研基金

作者简介: 陈祝明(1966-), 男, 教授, 主要从事雷达系统与信号处理方面的研究。

勒雷达相同的速度分辨力。

1 SF雷达动目标回波信号分析

设步进频率雷达发射的第*i*个脉冲信号为:

$$x_i(t) = A_i \exp[j(2\pi f_i t + \theta_i)] \quad (1)$$

$$iT_r \leq t \leq iT_r + T$$

式中, A_i 和 θ_i 分别是第*i*个脉冲的幅度和初相; $f_i = f_c + i\Delta f$; f_c 为载波频率; Δf 为步进频率间隔; T_r 为脉冲重复周期; T 为脉冲宽度。

距离为 R 、径向速度为 v 的运动目标的第*i*个回波脉冲与参考信号混频以后在 $t = iT_r + T/2 + \tau$ 处采样, 得到 N 个采样值^[2]为:

$$m_i = B_i \exp \left\{ j \left[\theta_i - 2\pi f_c \frac{2R}{c} + 2\pi \frac{2f_c v T_r - 2R\Delta f}{c} i + 2\pi \Delta f \frac{2v}{c} T_r i^2 \right] \right\} \quad (i = 0, 1, \dots, N-1) \quad (2)$$

由式(2)可以看出, 当目标静止时, $v=0$, 目标的距离信息全部包含在混频器输出基带分量的相位中, 采用传统的IDFT算法可以合成高分辨一维距离像, 从而获得目标的高精度距离参数。但是当目标运动时, 回波的多普勒频移导致相位信息中出现多余的一次相位项和二次相位项, 致使距离像移动和发散。对于传统SF雷达来说, 这些新出现的相位项都是有害分量, 但对时域解线性调频来说却是有用信息。假设多普勒频率 $f_d = 2f_c v/c$, 距离耦合频率 $f_R = 2R\Delta f/c$ 。令:

$$\begin{cases} \theta_{0i} = \theta_i - 2\pi f_c (2R/c) \\ \omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi f_d T_r - 2\pi f_R \\ \mu_0/2 = 2\pi \Delta f (2v/c) T_r \end{cases} \quad (3)$$

则式(2)化简为:

$$m_i = B_i \exp \{ j[\theta_{0i} + \omega_0 i + (\mu_0/2) i^2] \} \quad (4)$$

式(4)表明步进频率雷达动目标的基带回波信号是线性调频信号。

雷达波束中存在多个动目标的情况可以分为以下几种情形分析: 1) 若干目标的距离相同, 速度也相同, 通常雷达把这些目标视为同一目标而难以区分; 2) 目标的距离不同, 速度相同或不同, 包括近距离的静止目标回波, 即地物杂波, 这些在不同位置上得到的数据处在不同的距离门上, 可以分别对各距离门上的目标进行处理, 在处理时可能会碰到一个距离门上有多个目标的情况, 即情况3); 3) 在同一距离门上有若干个速度不同的动目标同时存在, 也包括与动目标处于同一位置的静止目标(例如与目标飞机同一距离上的建筑物), 此时回波信号为

不同目标的回波信号的叠加, 式(4)变为:

$$m_i = \sum_{l=1}^K B_{il} \exp \left\{ j \left[\theta_{0il} + \omega_{0il} i + \frac{\mu_{0il}}{2} i^2 \right] \right\} \quad (5)$$

$$i = 0, 1, \dots, N-1$$

其中

$$\begin{cases} \omega_{0il} = 2\pi f_{0il} = 2\pi f_{dl} T_r - 2\pi f_{Rl} \\ \mu_{0il} = 8\pi \Delta f v_l T_r / c \end{cases} \quad (6)$$

式中, K 为相同距离上的目标个数; v_l 为第*l*个目标的速度。可以看出, 式(5)是多分量的线性调频信号, 而式(6)表明了目标速度与距离和各分量LFM信号的初始频率与调频斜率两参数之间的关系。

2 多分量LFM信号的参数估计法——时域解线性调频算法

对LFM信号的处理一般采用时频分析法(即Radon-Wigner变换法)来估计参数。为解决RWT计算复杂而提出的解线性调频法具有实现容易的优点。对于一个多分量LFM信号, 如式(5)所示, 假设调频斜率 μ 在已知的范围内取值(常取 $-0.05 \leq \mu \leq 0.05$), 然后用 $\exp \left[-j \frac{\mu}{2} i^2 \right]$ 与式(5)相乘, 得到解线调后的信号为:

$$f_\mu(i) = m_i \exp \left(-j \frac{\mu}{2} i^2 \right) = \sum_{l=1}^K B_{il} \exp \left[j \left(\theta_{0il} + \omega_{0il} i + \frac{\mu_{0il} - \mu}{2} i^2 \right) \right] \quad (7)$$

$$i = 0, 1, \dots, N-1$$

且 $f_\mu(i)$ 的功率谱为:

$$S_f(\omega, \mu) = \frac{1}{N} |F(\omega, \mu)|^2 = \frac{1}{N} \left| \sum_{i=0}^{N-1} f_\mu(i) \exp(-j\omega i) \right|^2 = \frac{1}{N} \left| \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{l=1}^K B_{il} \exp \left[j \left(\theta_{0il} + (\omega_{0il} - \omega) i + \frac{\mu_{0il} - \mu}{2} i^2 \right) \right] \right|^2 \quad (8)$$

$$i = 0, 1, \dots, N-1$$

$S_f(\omega, \mu)$ 是 ω 和 μ 的二元函数, 若以 (ω, μ) 为坐标绘出 $S_f(\omega, \mu)$ 的三维图形, 则各个峰值点的坐标分别是各LFM分量的起始频率和调频斜率的估计值 $\hat{\omega}_{0il}$ 和 $\hat{\mu}_{0il}$ 。

假设时域解线调搜索调频斜率的次数以及RWT投影角度的个数都为 N , 从计算量看, 该算法的计算量为 $O(2N^2 \lg 2N)$, 而RWT的计算量为 $O(N^3)$, 从而提高了运算速度^[10]。

3 基于时域解线性调频法的SF雷达多运动目标检测

3.1 检测方法

时域解线性调频算法用于多目标的运动检测的

主要步骤为:

1) 对接收到的回波基带信号采样后得到的信号按距离门分开处理;

2) 从每一个距离门得到的 N 点数据做时域解线调并计算二维功率谱函数 $S_f(\omega, \mu)$;

3) 将 $S_f(\omega, \mu)$ 函数平面即 (ω, μ) 平面上的每一点峰值与判决门限比较, 如果大于门限, 则判决该距离门上有目标, 有 K 个峰值点超过门限就判决有 K 个目标, 包括静止目标和运动目标, 若没有峰值点超过门限, 则判决无目标出现;

4) 将超过门限的峰值对应的坐标值 μ_{0l} 代入式(6)计算出速度的估计值 \hat{v}_l 。

3.2 检测性能分析

1) 速度分辨力。

两个运动目标“尖峰”的3 dB剖面位置关系示意图如图1所示。剖面形状近似为椭圆形模型, 剖面中心点之间距离为 Δr , 水平距离为 Δf_0 , 垂直距离为 $\Delta \mu$, 沿两中心连线方向的弦长为 δr , 剖面的水平轴长度即 δf_0 , 垂直轴长度为 $\delta \mu$ 。

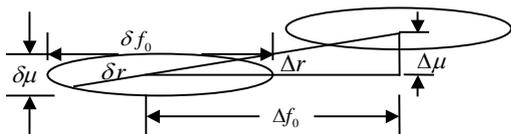


图1 两个目标“尖峰”的3 dB剖面位置关系示意图

为了得到速度分辨率的表达式, 先推导图1中各个参数的表达式。在解线调之前先利用由回波延时得到的初始距离信息将距离耦合频率 f_R 补偿, 于是由(3)式得到:

$$\begin{cases} f_0 = f_d T_r \\ v = c\mu / 8\pi\Delta f T_r \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)与多普勒频率公式 $f_d = 2f_c v/c$ 可以得到 Δf_0 与 Δv 的关系表达式:

$$\Delta v = \frac{c\Delta f_0}{2f_c T_r} \quad (10)$$

由式(9)与多普勒频率公式得到 f_0 与 μ 的关系式:

$$\mu = \frac{4\pi\Delta f}{f_c} f_0 \quad (11)$$

于是, 有:

$$\Delta \mu = \frac{4\pi\Delta f}{f_c} \Delta f_0 \quad (12)$$

$$\Delta r = \sqrt{\Delta f_0^2 + \Delta \mu^2} \quad (13)$$

将式(12)代入式(13)得到:

$$\Delta f_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + (4\pi\Delta f / f_c)^2}} \Delta r \quad (14)$$

将式(14)代入式(9)得到:

$$\Delta v = \frac{c}{2f_c T_r \sqrt{1 + (4\pi\Delta f / f_c)^2}} \Delta r \quad (15)$$

设速度为 v_1 的目标的峰值位置为 $(\mu_{0l_0}, \omega_{0l_0})$, 将 $\mu = \mu_{0l_0}$ 代入式(8), 得到 $S_f(\omega)|_{l=l_0}$ 的近似表达式为:

$$S_f(\omega)|_{l=l_0} = \frac{1}{N} \left| \sum_{i=0}^{N-1} B_i \exp\{j[\theta_{0i} + (\omega_{0l_0} - \omega)i]\} \right|^2 \quad (16)$$

式(6)为关于 ω 的辛格函数, 令 $S_f(\omega)|_{l=l_0} = N/2$, 得到起始频率的半功率主瓣宽度为:

$$\delta f_0 = \frac{1}{N} \quad (17)$$

同理, 将 $\omega = \omega_{0l_0}$ 代入式(8)得到 $S_f(\mu)|_{l=l_0}$ 的近似表达式为:

$$S_f(\mu)|_{l=l_0} = \frac{1}{N} \left| \sum_{i=0}^{N-1} B_i \exp\left[j\left(\theta_{0i} + \frac{\mu_{0l_0} - \mu}{2} i^2\right)\right] \right|^2 \quad (18)$$

同样, 令 $S_f(\mu)|_{l=l_0} = N/2$ 就可得到调频斜率的半功率主瓣宽度近似值为:

$$\delta \mu = \frac{4\pi}{N^2} \quad (19)$$

得到了椭圆模型的两个基本参数, 根据直线与椭圆的关系公式, 可算出:

$$\delta r = 2 \sqrt{\frac{1 + (4\pi\Delta f / f_c)^2}{4N^2 + (4\pi\Delta f / f_c)^2 \frac{N^4}{4\pi^2}}} \quad (20)$$

当两目标中心间距 Δr 大于剖面椭圆沿两中心连线方向的弦长 δr 时, 可以很好地分辨出两个不同速度的目标, 反之则会发生“混叠”而难以分辨, 因此, δr 决定了目标的最小分辨速度。

将式(15)中的 Δr 用 δr 代替后, 就变成速度分辨率的表达式:

$$\delta v = \frac{2c}{2f_c T_r \sqrt{1 + (4\pi\Delta f / f_c)^2}} \times \sqrt{\frac{1 + (4\pi\Delta f / f_c)^2}{4N^2 + (4\pi\Delta f / f_c)^2 \frac{N^4}{4\pi^2}}} \quad (21)$$

式(21)中的分式 $(4\pi\Delta f / f_c) \ll 1$, 忽略带有该分式的因式后, 速度分辨力的近似表达式为:

$$\delta v = \frac{c\delta f_0}{2f_c T_r} = \frac{c}{2f_c N T_r} \quad (22)$$

显然, 它与信号的载频 f_c 和观测时长 $N T_r$ 成正比, 与传统的PD雷达的速度分辨率表达式相同。

2) 交叉项抑制。

处理多分量LFM信号的主要问题是交叉项的抑

制, 解线性调频是把RWT的两次变换方式简化为一次二维搜索方式, 兼具RWT能很好地抑制交叉项的优点^[11]。假设目标数目为 K , 则交叉项的个数为 C_K^2 , 为简便计, 以双分量LFM信号为例, 式(8)变为:

$$S_f(\omega_{0i_0}, \mu_{0i_0}) = \frac{1}{N} \left| \sum_{i=0}^{N-1} B_{i1} \exp \left\{ j \left[\theta_{0i} + (\omega_{01} - \omega) i + \frac{\mu_{01} - \mu}{2} i^2 \right] \right\} + \sum_{i=0}^{N-1} B_{i2} \exp \left\{ j \left[\theta_{0i} + (\omega_{02} - \omega) i + \frac{\mu_{02} - \mu}{2} i^2 \right] \right\} \right|^2 \quad (23)$$

将绝对值号与平方号交换位置并展开和的平方:

$$S_f(\omega_{0i_0}, \mu_{0i_0}) = \frac{1}{N} \left[\left(\sum_{i=0}^{N-1} B_{i1} \exp \left\{ j \left[\theta_{0i} + (\omega_{01} - \omega) i + \frac{\mu_{01} - \mu}{2} i^2 \right] \right\} \right)^2 + \left(\sum_{i=0}^{N-1} B_{i2} \exp \left\{ j \left[\theta_{0i} + (\omega_{02} - \omega) i + \frac{\mu_{02} - \mu}{2} i^2 \right] \right\} \right)^2 + 2 \left(\sum_{i=0}^{N-1} B_{i1} \exp \left\{ j \left[\theta_{0i} + (\omega_{01} - \omega) i + \frac{\mu_{01} - \mu}{2} i^2 \right] \right\} \right) \times \left(\sum_{i=0}^{N-1} B_{i2} \exp \left\{ j \left[\theta_{0i} + (\omega_{02} - \omega) i + \frac{\mu_{02} - \mu}{2} i^2 \right] \right\} \right) \right] \quad (24)$$

上式绝对值内的第一项和第二项分别是两目标的信号项, 第三项是两目标的交叉项, 根据文献[8]交叉项峰值 S_{cross} 在 (ω, μ) 平面上的位置为坐标 $((\omega_{01} + \omega_{02})/2, (\mu_{01} + \mu_{02})/2)$, 将该坐标代入式(8), 信号项的功率谱幅值近似等于零, 于是有:

$$S_{\text{cross}}(\Delta\omega_0, \Delta\mu) \approx \frac{2}{N} \left(\sum_{i=0}^{N-1} B_{i1} \exp \left[j \left(\theta_{0i} + \frac{\Delta\omega_0}{2} i + \frac{\Delta\mu}{4} i^2 \right) \right] \right) \times \left(\sum_{i=0}^{N-1} B_{i2} \exp \left[j \left(\theta_{0i} + \frac{\Delta\omega_0}{2} i + \frac{\Delta\mu}{4} i^2 \right) \right] \right) \quad (25)$$

令 $\omega' = \frac{\Delta\omega_0}{2} = \pi\Delta f_0$, $\mu' = \frac{\Delta\mu}{4}$, 代入式(25), 并展开:

$$S_{\text{cross}}(\omega', \mu') \approx 2 + 4 \times \frac{1}{N} \left(\sum_{i=1}^{N-1} \cos(\omega' i + \mu' i^2) + \sum_{i=2}^{N-1} \cos[\omega'(i-1) + \mu'(i^2-1)] + \dots + \sum_{i=N-2}^{N-1} \cos\{\omega'[i-(N-3)] + \mu'[i^2-(N-3)]\} + \cos\{\omega' + \mu'[(N-1)^2 - (N-2)]\} \right) \quad (26)$$

式(26)即为交叉项的峰值表达式。实际上, μ' 可表示成 ω' 的函数, 将式(26)代入式(12), 得到 μ' 与 ω'

的关系式:

$$\mu' = \Delta f \omega' / f_c \quad (27)$$

故 $S_{\text{cross}}(\omega', \mu')$ 实际上是关于 ω' 的一元函数, 可写成 $S_{\text{cross}}(\omega')$ 或 $S_{\text{cross}}(\Delta f_0)$ 。根据式(10), $S_{\text{cross}}(\Delta f_0)$ 也可写成 $S_{\text{cross}}(\Delta v)$ 。图2描述了交叉项峰值功率在 $N=128$, $\Delta f = 5 \text{ MHz}$, $f_c = 9 \text{ GHz}$ 时与归一化速度差 $\Delta v / \delta v$ ($0 \leq \Delta v / \delta v \leq 10$) 的关系。

显然, 仅当两个目标以相同的速度运动时, 交叉项表现为全局最大值; 当两个目标的速度之差 $\Delta v = \delta v$ 时, 交叉项抑制为 -5 dB ; 当 $\Delta v \geq 1.5 \delta v$ 时, 交叉项抑制为 -13.2 dB 。因此, 交叉项的存在将影响实际速度分辨力, 即当 $\delta v < \Delta v < 1.5 \delta v$ 时, 尽管信号项“尖峰”已经分开, 但两个“尖峰”中间的交叉项峰值较高, 使得两“尖峰”仍然混叠。只有当 $\Delta v \geq 1.5 \delta v$ 时, 交叉项才不影响两目标的分辨。所以, 解线调的实际分辨力比理论分辨力小, 即 $\delta v_{\text{实际}} = 1.5 \delta v$ 。

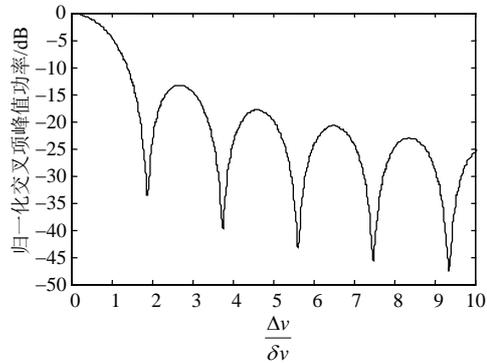


图2 交叉项峰值功率与归一化速度差的关系曲线

4 计算机仿真验证

仿真采用的SF雷达主要参数设为: $T_r=100 \mu\text{s}$, $T=0.2 \mu\text{s}$, $\Delta f=5 \text{ MHz}$, $f_c=9 \text{ GHz}$, $N=128$, $\text{SNR}=-3 \text{ dB}$ 。

图3为3个动目标的解线性调频处理结果。假设

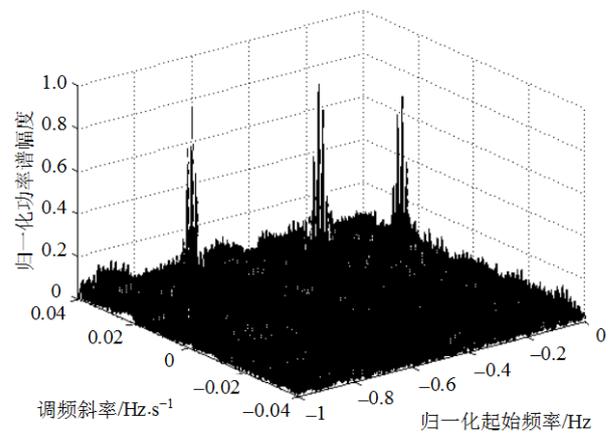


图3 3分量信号的三维谱图

雷达与目标的距离 $R=500 \text{ m}$, 径向速度 $v_1=200 \text{ m/s}$, $v_2=250 \text{ m/s}$, $v_3=300 \text{ m/s}$, 图中的3个尖峰分别对应3

个目标,结果表明该方法可以用于检测速度不同的3个运动目标。

图4为速度分辨率的实验结果。假设雷达与目标的距离 $R=500\text{ m}$,目标速度分别为 $v_1=250\text{ m/s}$, $v_2=252.2\text{ m/s}$,其解线调处理后沿着两目标峰值位置连线的“切片”结果如图4所示。由图可见,处理方法可以分辨出两个接近理论速度分辨力的目标。

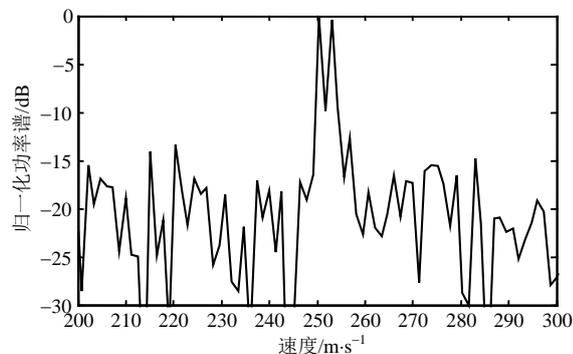


图4 速度接近的两目标沿峰值位置连线的“切片”

图5给出了3个目标解线调后的等值线图,该图表明了多目标解线调的交叉项抑制的效果,3个目标的径向速度分别为 $v_1=300\text{ m/s}$, $v_2=400\text{ m/s}$, $v_3=500\text{ m/s}$ 。因速度之差 Δv 足够大,使得交叉项峰值趋于零,证明了式(26)的正确性。

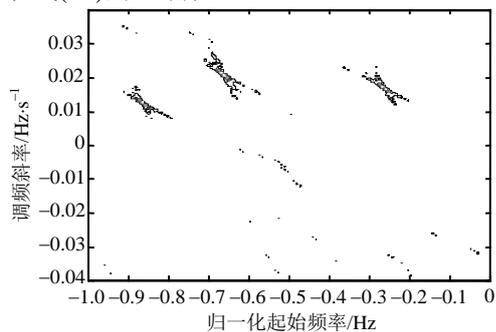


图5 3个目标解线调后的等值线图

5 结论

本文将时频分析理论中简单易行的时域解线性调频算法应用于频率步进雷达目标检测中,有效地解决了频率步进雷达多个运动目标难以进行速度估计的问题;分析了该方法的检测性能,即具有与传统PD雷达相同的速度分辨率以及良好的交叉项抑制性能,为该体制雷达回波信号的后续匹配接收处理奠定了理论基础。但交叉项的存在影响了多目标的实际速度分辨力,因此,解线性调频的交叉项抑制问题还有待进一步研究。

参考文献

- [1] DONALD R W. High resolution rada[M]. 2rd ed. London: Artech House, 1995.
- [2] GILL G S. Step frequency waveform design and processing for detection of moving tagets in clutter[C]//Record of 1995 IEEE International Radar Conference. Washington: IEEE, 1996: 573-578.
- [3] 孔月玲,刘逸平.步进频率雷达目标运动补偿方法研究[J].火控雷达技术,2008,37(4):41-44.
KONG Yue-ling, LIU Yi-ping. Study on target motion compensation methods for stepped frequency radar[J]. Fire Control Radar Technology, 2008, 37(4): 41-44.
- [4] ZHU Yong-feng, ZHAO Hong-zhong, FU Qiang. MLE for moving target's profile stitching in SFR[C]//Proceedings of the 2008 International Conference on Radar. New Jersey: IEEE Computer Society, 2008: 391-396.
- [5] LIU Jing, LI Xing-guo, LI Yue-hua. Motion compensation based on entropy-like function optimization for MMW costas frequency hopped radar signal processing[C]//2004 7th International Conference on Signal Processing Proceedings. New Jersey: IEEE, 2004: 2053-2056.
- [6] ZUO Yan-qin, ZHU Yong-feng, ZHAO Hong-zhong, et al. Application of two-dimensional time-domain correlation method to stepped-frequency radar motion compensation [C]//2009 Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar Proceedings. New Jersey: IEEE Computer Society, 2009: 412-416.
- [7] BERIZZI F, MARTORELL M, CACCIAMANO A. Synthetic range profile focusing via contrast optimization [C]//2007 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. New Jersey: IEEE Inc, 2008: 3563-3566.
- [8] LIU Yi-ming, MENG Hua-dong, LI Gang, et al. Velocity estimation and range shift compensation for high range resolution profiling in stepped-frequency radar[J]. IEEE Geosci Remote Sens Lett, 2010, 7(4): 791-795.
- [9] SHU Ting, LIU Xing-zhao. Moving target detection in airborne SAR by a combined wigner-STFT transform[C]//2007 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar Proceedings. New Jersey: IEEE Computer Society, 2007: 298-301.
- [10] WOOD J C, BARRY D T. Radon transformation of time-frequency distributions for analysis of multi-component signals[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1994, 42(11): 3166-3177.
- [11] 张贤达,保铮.非平稳信号分析与处理[M].北京:国防工业出版社,2001.
ZHANG Xian-da, BAO Zheng. The non-stationary signal analysis and processing[M]. Beijing: National Defense Industrial Press, 2001.

编辑 税红