

基于调频连续波信号的双基地 ISAR 成像研究

朱仁飞¹, 朱小鹏¹, 张 群^{1,2}

(1. 空军工程大学电讯工程学院, 西安 710077; 2. 复旦大学波散射与遥感信息国家教育部重点实验室, 上海 200433)

摘 要: 在将调频连续波(FMCW)信号应用于双基地 ISAR 的成像过程中,针对应用 FMCW 信号在回波信号中产生距离快时间和方位慢时间耦合项的问题,提出了应用离散多项式相位变换的方法进行组合参量估计,通过估计出的组合参量构造补偿函数对回波信号进行相位补偿,消除了一次耦合项产生的固定频偏和二次耦合项引起的主瓣展宽,对补偿后的回波信号应用距离多普勒算法可获得清晰的目标二维像,通过仿真表明:所述的补偿算法能有效改善应用 FMCW 信号而产生的目标像散焦现象,获得聚焦良好的点目标像。

关键词: 逆合成孔径雷达 (ISAR); 双基地雷达 (Bi-static radar); 调频连续波 (FMCW); 离散多项式相位变换 (DPT)

中图分类号: TN957 文献标识码: A 文章编号: 1000-1328(2012)02-0222-06

DOI: 10.3873/j.issn.1000-1328.2012.02.011

Imaging Study on Bi-Static ISAR Based on Frequency Modulation Continuous Wave

ZHU Ren-fei¹, ZHU Xiao-peng¹, ZHANG Qun^{1,2}

(1. Inst. of Telecommunication Engineering, AFEU, Xi'an 710077, China;

2. Key Laboratory of Wave Scattering and Remote Sensing Information (Ministry of Education), Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: A method is proposed for solving the problem when using Frequency Modulation Continuous Wave(FMCW) in Bi-static ISAR system. Considering coupling terms induced by using FMCW signal, the Discrete Polynomial Phase Transform(DPT) is used to estimate the combined component, then the phases of echo signal are compensated by using compensation functions to eliminate the fixed frequency offset caused by first coupling term and main-lobe expansion induced by second coupling term. The Range Doppler algorithm is used to attain clear target's image. At last, the validity of the proposed compensation algorithm is validated by simulation and focused image is obtained.

Key words: Inverse synthetic aperture radar (ISAR); Bi-static radar; Frequency modulation continuous wave (FMCW); Discrete polynomial phase transform (DPT)

0 引 言

近年来,由于双基地雷达在目标信息获取、作用距离、抗干扰和安全性等方面的优势,应用双基地雷达进行目标探测、定位或成像越来越受到雷达研究人员的关注^[1-2]。而雷达信号的选取对系统的应用同样具有重要的意义,由于调频连续波(FMCW)雷达具有体积小、重量轻和低截获概率等特点^[3-5],结

合双基地雷达收发分置的结构特性,可避免应用 FMCW 信号时收发天线之间的干扰问题^[6-7],因此结合 FMCW 信号和双基地雷达具有其天然的应用优势。研究基于 FMCW 信号的双基地 ISAR 成像系统有着十分重要的实际意义和应用价值。

由于 FMCW 信号的脉冲持续时间较长(或者说信号的占空比较高),在应用 FMCW 信号获取成像信号时不能采用类似脉冲式 ISAR 系统中的“走

“停”模式,因此在双基地 FMCW-ISAR 成像系统中,必须考虑脉冲内目标运动对成像影响^[7]。从后续的分析中可以得知:目标脉内运动产生的快时间一次项与慢时间的耦合使目标一维距离像发生走动,快时间二次项与慢时间的耦合使一维像主瓣展宽,导致目标像严重散焦。本文从回波信号的分析中提取出上述的耦合项,分析其在距离多普勒域的表现形式和影响,应用离散多项相位变换(Polynomial Phase Transform)对目标运动参数进行估计,通过估计出的运动参数构造函数对耦合项进行补偿,消除耦合项的干扰影响,进而得到清晰的目标二维像。

1 双基地 FMCW-ISAR 回波信号分析

双基地 FMCW-ISAR 系统采用发射接收雷达分置的结构形式,并假设发射雷达与接收雷达之间严格同步。在图 1 所示的双基地平面内,建立两个平行的坐标系 $X-Y$ 和 $x-y$,其中坐标系 $X-Y$ 以发射雷达为原点,基线为 x 轴,基线长度设为 L ,则接收雷达的坐标为 $(L, 0)$,其中 R_{Tref} 、 R_{Rref} 、 R_{TP} 和 R_{RP} 分别表示发射、接收雷达到参考点和目标点 P 的瞬时距离。坐标系 $x-y$ 以目标参考点 o 为原点,参考点 $X-Y$ 中的初始坐标设为 (X_0, R_0) ,而目标上散射点 P 在 $x-y$ 中的坐标设为 (x_p, y_p) ,目标以图示的速度在双基地平面内运动。假设系统采用的 FMCW 信号为锯齿波信号,则发射信号与接收信号的时频关系如图 2 所示, FMCW 信号的脉冲宽度为 T_p ,脉冲重复周期 $PRI = T_p$ 。

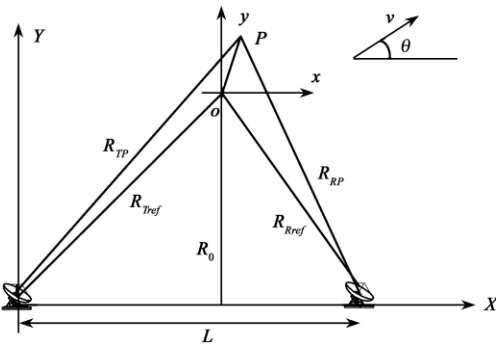


图 1 双基 FMCW-ISAR 结构模型

Fig. 1 The model of Bi-static FMCW-ISAR

本文中假设接收雷达采用解调频工作模式,在图 1 的结构模型下,接收雷达接收到的参考点和目

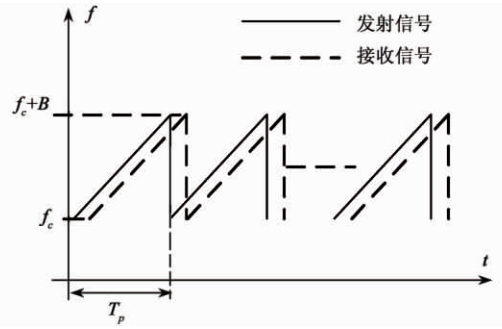


图 2 发射、接收信号时频图

Fig. 2 The time-frequency image of transmitting and receiving signal

标点 P 的回波信号可分别表示为:

$$S_{ref} = \text{rect}\left(\frac{t' - R_{ref}/c}{T_{ref}}\right) \cdot \exp\left(j2\pi\left(f_c\left(t - \frac{R_{ref}}{c}\right) + \frac{1}{2}\mu\left(t' - \frac{R_{ref}}{c}\right)^2\right)\right) \quad (1)$$

$$S_p = \text{rect}\left(\frac{t' - R_p/c}{T_p}\right) \cdot \exp\left(j2\pi\left(f_c\left(t - \frac{R_p}{c}\right) + \frac{1}{2}\mu\left(t' - \frac{R_p}{c}\right)^2\right)\right) \quad (2)$$

其中 $\text{rect}(\cdot)$ 表示矩形信号, f_c 为信号中心频率, μ 为调频率, t 为全时间, t' 为快时间, T_{ref} 为参考信号脉宽,比 T_p 稍大, R_{ref} 和 R_p 分别为参考点和目标点为收发雷达的瞬时距离和,即 $R_{ref} = R_{Tref} + R_{Rref}$, $R_p = R_{Tp} + R_{Rp}$ 。

对回波信号作解调频处理后信号为:

$$S_{p,ref}(t', t_m) = S_p S_{ref}^* = \text{rect}\left(\frac{t' - R_p/c}{T_p}\right) \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta R\right) \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi\mu}{c}\left(t' - \frac{R_{ref}}{c}\right)\Delta R + j\frac{\pi\mu}{c}\Delta R^2\right) \quad (3)$$

其中 $\Delta R = R_p - R_{ref}$ 为瞬时距离差, ‘*’ 表示取复共轭。在一般的脉冲式 ISAR 成像系统中,脉冲持续时间非常短,则 ΔR 可近似为只与方位慢时间 t_m 有关的函数,而在应用 FMCW 信号情况下,信号的持续时间较长,由目标运动引起的随快时间变换的瞬时距离变化不能忽略,必须考虑距离快时间 t' 对瞬时差的影响。

在考虑脉内走动的情况下,这里将目标点 P 到收发雷达的瞬时距离重新定义为 $R'_{Tp}(t', t_m)$ 和 $R'_{Rp}(t', t_m)$,其表达式分别为:

$$R'_{TP}(t', t_m) = \sqrt{(X_0 + x_p + v\cos\theta t' + v\cos\theta t_m)^2 + (R_0 + y_p + v\sin\theta t' + v\sin\theta t_m)^2} \quad (4)$$

$$R'_{RP}(t', t_m) = \sqrt{(L - X_0 - x_p - v\cos\theta t' - v\cos\theta t_m)^2 + (R_0 + y_p + v\sin\theta t' + v\sin\theta t_m)^2} \quad (5)$$

对(4)和(5)式在 $t' = 0$ 处进行泰勒级数展开并忽略二次项以上的高次项可得瞬时距离和近似表示为:

$$R'_p(t', t_m) = R'_{TP}(t', t_m) + R'_{RP}(t', t_m) = R_p(t_m) + at' + bt_m t' \quad (6)$$

其中

$$\left\{ \begin{array}{l} R_p(t_m) = R_{TP}(t_m) + R_{RP}(t_m) \\ R_{TP}(t_m) = \sqrt{(X_0 + x_p + v\cos\theta t_m)^2 + (R_0 + y_p + v\sin\theta t_m)^2} \\ R_{RP}(t_m) = \sqrt{(L - X_0 - x_p - v\cos\theta t_m)^2 + (R_0 + y_p + v\sin\theta t_m)^2} \\ a = \frac{X_0 v\cos\theta + R_0 v\sin\theta}{R_{TP}(t_m)} + \frac{-Lv\cos\theta + X_0 v\cos\theta + R_0 v\sin\theta}{R_{RP}(t_m)} \\ b = \frac{v^2}{R_{TP}(t_m)} + \frac{v^2}{R_{RP}(t_m)} \end{array} \right. \quad (7)$$

需要说明的是:由于 ISAR 一般针对小目标成像,在双基地平面内,目标点 P 相对参考点的坐标值 (x_p, y_p) 远远小于目标到收发雷达的距离,即 $x_p, y_p \ll R_{TP}(t_m), R_{RP}(t_m)$,因此在(7)式中忽略其对参量 a, b 的影响。

2 相位特性分析

通过(4)-(7)的分析,基于 FMCW 信号的双基地 ISAR 成像系统中的瞬时距离差 $\Delta R'$ 应该表示为:

$$\begin{aligned} \Delta R' &= R'_p(t', t_m) - R'_{ref}(t', t_m) \\ &= \Delta R + at' + bt_m t' \end{aligned} \quad (8)$$

将 $\Delta R'$ 代替(3)式中的 ΔR , 回波信号重写如下:

$$\begin{aligned} S_{pref}(t', t_m) &= \text{rect}\left(\frac{t' - R'_p/c}{T_p}\right) \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta R\right) \cdot \\ &\exp\left(j\frac{2\pi\mu R_{ref}}{c^2}\Delta R\right) \exp\left(-j\frac{2\pi\mu\Delta R}{c}t'\right) \cdot \\ &\exp\left(-j2\pi\left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\mu R_{ref}}{c^2}\right)(a + bt_m)t'\right) \cdot \\ &\exp\left(-j\frac{2\pi\mu}{c}(a + bt_m)t'^2\right) \exp\left(j\frac{\pi\mu}{c^2}(R'_p - R_{ref})^2\right) \end{aligned} \quad (9)$$

观察上式中的相位项发现: ΔR 为仅与慢时间 t_m 有关的函数,则上式中的第一个指数项含有目标的方位多普勒信息,是对目标进行方位向分辨的依据;第二个指数项是多普勒平移项,进行距离维傅立叶变换后可对齐补偿,暂时不考虑其对成像的影响;第三个指数项是快时间一次项,是获得目标距离维

信息的关键;第四个指数项是快时间一次项和慢时间的耦合项,与第三个指数项结合来看,该项引起目标一维像的距离走动;而第五个指数项为快时间二次项与慢时间的耦合项,该项造成目标一维距离像的主瓣展宽,影响距离维的分辨率;最后一个指数项为解调频处理所特有的 RVP 项,采用 FMCW 信号时,在获得同等信号带宽的条件下,信号调频率比脉冲式雷达情况下小得多,则 RVP 项对成像的影响可以忽略。

从上述的分析可以看出,关于快时间的指数项决定着目标一维像的分辨,这里将(9)中关于快时间的相位提取出来并表示为:

$$\begin{aligned} \varphi_r &= -\frac{2\pi\mu\Delta R}{c}t' - 2\pi\left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\mu R_{ref}}{c^2}\right)(a + bt_m)t' - \\ &\frac{2\pi\mu}{c}(a + bt_m)t'^2 \end{aligned} \quad (10)$$

进而可得其快时间维的多普勒频率:

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_r}{dt'} = f_{r0} + f_{r1}(t_m) + f_{r2}(t_m)t' \\ &= -\frac{\mu\Delta R}{c} - \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\mu R_{ref}}{c^2}\right)(a + bt_m) - \\ &\frac{2\mu}{c}(a + bt_m)t' \end{aligned} \quad (11)$$

在 ISAR 信号处理中,通过对解调频信号作快时间傅立叶变换,根据变换后频域的峰值来确定目标的一维距离像坐标。在脉冲式 ISAR 情况下,不考虑脉内目标走动的影响,目标一维像在频域的坐标只有(11)式中的 f_{r0} 项。而在采用 FMCW 信号条件下,对于单次脉冲而言,即固定慢时间 t_m , (11) 中

的 a 和 b 为一固定值, 则目标一维像在频域表现为一起始频率为 $f_{r0} + f_{r1}(t_m)$, 调频率为 $f_{r2}(t_m)$ 的调频信号形式。在单次脉冲内, f_{r0} 为一维像的真实坐标位置, $f_{r1}(t_m)$ 造成目标一维像的固定偏移, 而调频率 $f_{r2}(t_m)$ 则导致一维像主瓣展宽, 使其不再表现为主瓣很窄的尖峰形式。而同时 $f_{r1}(t_m)$ 和 $f_{r2}(t_m)$ 是关于慢时间的函数, 从慢时间维来看, $f_{r1}(t_m)$ 使目标的一维谱图表现为斜线形式, 影响方位向的相参积累; 而 $f_{r2}(t_m)$ 则导致图像散焦。

因此, 从上述的分析可以看出, 只要能够补偿 $f_{r1}(t_m)$ 和 $f_{r2}(t_m)$ 对目标一维像的影响, 就可以消除脉内走动对最终成像的影响。针对 (10) 式的相位项, 可通过构造相位函数 φ_1 和 φ_2 对 (9) 式进行补偿, φ_1 和 φ_2 分别为:

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= 2\pi \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\mu R_{ref}}{c^2} \right) (a + bt_m) t' \\ \varphi_2 &= \frac{2\pi\mu}{c} (a + bt_m) t'^2 \end{aligned} \quad (12)$$

结合 (7) 式来看, 若要构造补偿函数需预先估计出目标的运动参数 v 和 θ , 而对 (12) 式进行分析可以看出, φ_1 和 φ_2 中的未知参量是以同一形式出现, 即 $a + bt_m$ 。因此, 只需估计出组合参量 $a + bt_m$ 就可成功构造补偿函数。下面就对如何利用多项相位变换估计组合参量进行详细讨论。

3 组合参量的估计

目前关于 ISAR 目标运动参数的估计方法很多, 如 WVD 变换、离散 Chirp 傅氏变换和分数阶傅氏变换等方法^[8-10], 但这些方法运算量较大, 不适合 ISAR 成像的实时处理。而离散多项相位变换运算复杂度低^[11-12], 适合应用于实时 ISAR 成像处理。

假设离散复采样信号 $s(n)$ 可表示成:

$$s(n) = \sigma_0 \exp\left(j \sum_{l=0}^L a_l (n\Delta)^l\right) \quad (13)$$

其中 $0 \leq n \leq N-1$, N 为离散采样点数, Δ 是采样周期。指数部分由 L 阶的多项相位组成, 各阶相位的系数用 a_l 表示。则可定义多项相位算子

$DP_1(s(n), \tau)$ 和 $DP_2(s(n), \tau)$ 为:

$$\begin{aligned} DP_1(s(n), \tau) &= s(n) \\ DP_2(s(n), \tau) &= s(n) s^*(n - \tau) \end{aligned} \quad (14)$$

而高阶的多项相位算子为:

$$DP_l(s(n), \tau) = DP_2(DP_{l-1}(s(n), \tau), \tau) \quad (15)$$

其中 τ 为延迟参数, 其一般取值为 N/l , l 为当前所估

计参数的阶数。

多项相位变换定义为对多项相位算子的离散傅立叶变换^[11]:

$$\begin{aligned} DPT_l(s(n), \omega, \tau) &= DTFT(DP_l(s(n), \tau)) \\ &= \sum_{n=(L-1)\tau}^{N-1} DP_l(s(n), \tau) \exp(-j\omega n\Delta) \end{aligned} \quad (16)$$

则第 l 阶相位的系数估计值为:

$$a_l = \frac{1}{l! (\Delta\tau)^{l-1}} \arg \max_{\omega} (|DPT_l(s(n), \omega, \tau)|) \quad (17)$$

对于第 m 回波而言, 即固定 t_m , 忽略 (9) 式中的 RVP 项后, (9) 式中的相位项可表示成以快时间 t' 为变量的二次函数, 即:

$$S_{pref}(t') = \text{rect}\left(\frac{t' - R_p/c}{T_p}\right) \exp(j(a_0 + a_1 t' + a_2 t'^2)) \quad (18)$$

其中

$$\begin{cases} a_0 = -\frac{2\pi}{\lambda} \Delta R + \frac{2\pi\mu R_{ref}}{c^2} \Delta R \\ a_1 = -\frac{2\pi\mu \Delta R}{c} - 2\pi \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\mu R_{ref}}{c^2} \right) (a + bt_m) \\ a_2 = -\frac{2\pi\mu}{c} (a + bt_m) \end{cases} \quad (19)$$

对 (18) 式进行多项相位变换后可得 $a + bt_m$ 的估计值为:

$$a + bt_m = \frac{-c}{4\pi\mu\Delta\tau} \arg \max_{\omega} (|DPT_2(S_{pref}(n), \omega, \tau)|) \quad (20)$$

用估计出的组合参量 $a + bt_m$ 构造补偿函数 φ_1 和 φ_2 对 (9) 式进行补偿并忽略 RVP 项后为:

$$\begin{aligned} S_{pref}(t', t_m) &= \text{rect}\left(\frac{\left(1 - \frac{a + bt_m}{c}\right)t' - \frac{R_{ref}}{c} - \frac{\Delta R}{c}}{T_p}\right) \cdot \\ &\exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R\right) \exp\left(-j \frac{2\pi\mu}{c} \left(t' - \frac{R_{ref}}{c}\right) \Delta R\right) \end{aligned} \quad (21)$$

作变量代换 $\bar{t} = t' - \frac{R_{ref}}{c}$, 采用 $1 - \frac{a + bt_m}{c} \approx 1$ 的

近似条件, 将 (21) 式对以参考点为基准的快时间 \bar{t} 作傅立叶变换, 得到回波信号的差频域表示为:

$$\begin{aligned} S_{Pref}(f_r, t_m) &= T_p \text{sinc}\left(T_p \left(f_r + \frac{\mu}{c} \Delta R\right)\right) \cdot \\ &\exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R\right) \exp\left(-j 2\pi f_r \frac{\Delta R}{c}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

不难看出,距离向 sinc 函数的峰值位于 $f_r = -\frac{\mu}{c}\Delta R$ 处,将 f_r 代入到(22)式的第二个指数项中有:

$$S_{Pref}(f_r, t_m) = T_p \text{sinc}\left(T_p\left(f_r + \frac{\mu}{c}\Delta R\right)\right) \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta R\right) \exp\left(j2\pi\frac{f_r^2}{\mu}\right) \quad (23)$$

对(23)式补偿掉第二个指数项后即可进行与脉冲式 ISAR 相类似的方位向相参积累,进而获得目标的二维像。

经过上述的快时间频域频率平移和主瓣展宽校正后,可采用 RD 算法对目标实施成像,其整个算法流程如下:

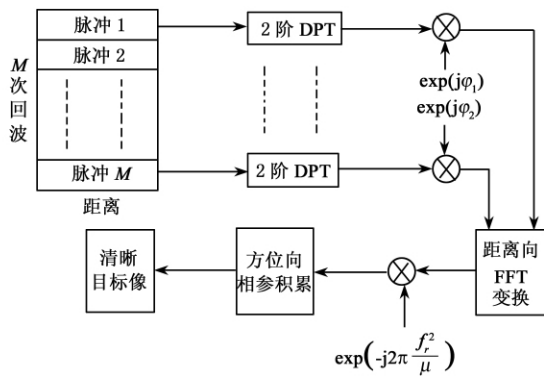


图 3 双基地 FMCW-ISAR 成像流程图

Fig. 3 Imaging flow-chart of Bi-static FMCW-ISAR

4 仿真试验

为了对上文中所述的运动参数估计和补偿算法的有效性进行验证,这里对单点目标进行成像分析与仿真。采用图 1 所示的双基地平面模型,基线长度 $L = 100\text{km}$,参考点 o 的初始坐标为 $(X_0, R_0) = (5, 50)\text{km}$,以两个散射点 P_1, P_2 在为目标进行成像仿真分析,它们在 $x - y$ 坐标系中的坐标分别为 $(x_{p_1}, y_{p_1}) = (1, 1)\text{m}$ 和 $(x_{p_2}, y_{p_2}) = (1, 4)\text{m}$,且以速度 $v = 300\text{m/s}$ 与 x 轴夹角 $\theta = 30^\circ$ 运动;假设雷达发射锯齿波 FMCW 信号,载频为 10GHz ,带宽为 300MHz ,脉冲持续时间 10ms 。接收雷达配置同发射雷达,采用解调频方式工作。

在仿真中,固定 t_m 取 $m = 256$ 次脉冲为例进行多项相位变换估计组合参量 $a + bt_m$ 。在本文所设的仿真条件下 $a + bt_m$ 的理论计算值为 238.32 ,经多项相位变换后的估计值为 244.14 ,估计值与理论值

之间的误差是由多项相位变换后采用 DFT 估计频率时引起的,若系统要求对参量进行精确估计,可采用相位差法或幅差法提高 DFT 的估计精确^[13-14],但需要花费额外的时间和资源进行运算。通过后续的计算和仿真发现,估计误差小于半个波长,因此对成像的影响并不明显,所以本文直接采用估计值构造补偿函数对解调频后信号进行补偿。

根据上文的分析和本文所设的仿真条件,同样以 $m = 256$ 次脉冲为例,虽然脉冲内目标的最大距离走动 $(a + bt_m) T_p \approx 2.38\text{m}$,而根据(11)式可得点目标的一维像的真实坐标为 $\Delta R = -f_{r0}c/\mu$,根据频偏 $f_{r2}(t_m)$ 可得距离偏差为 $-f_{r1}c/\mu$,其理论计算值约为 39.73m ,同时图 4 给出了对(9)式进行补偿前后两点目标一维像比较,图 4 中的一维距离像距离偏差是 39m ,仿真值与理论计算值相符;除对固定频偏 $f_{r2}(t_m)$ 进行校正外,补偿后点目标的一维距离像主瓣也明显变窄,消除了由调频量 $f_{r2}(t_m)$ 引起的主瓣展宽现象,校正后两点目标在距离维可分辨的归一化幅度提高了大约 3dB 左右。

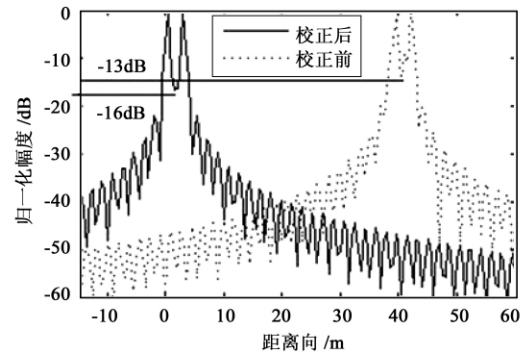


图 4 一维距离像比较

Fig. 4 Comparison of one-dimensional range profile

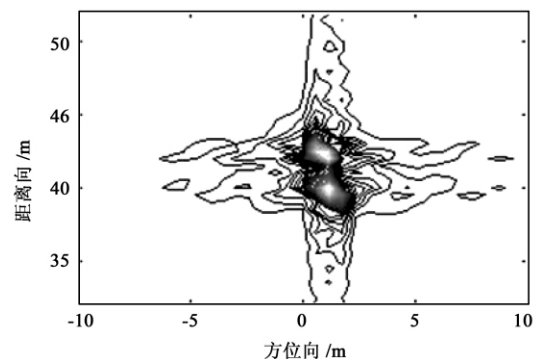


图 5 校正前目标像

Fig. 5 Target imaging before correction

另外,本文所述的补偿算法是对各回波逐次进

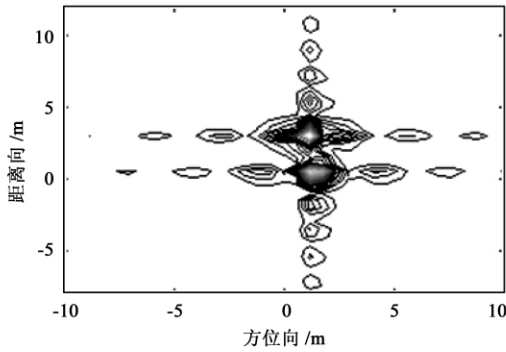


图 6 校正后目标像

Fig. 6 Target imaging after correction

行补偿,在校正随慢时间 t_m 变化的固定频偏和调频量的同时消除了快时间对方位向聚焦的影响,实现距离向和方位向的同时聚焦。补偿前后两点目标成像如图 5 和 6 所示。由于调频量的影响,图 5 中的两点目标成像出明显的散焦现象,不能清楚地对点目标进行分辨,而补偿后的点目标二维像清晰可辨,其距离和方位向分辨率都得到明显改善,可清楚分辨出两单点目标。

5 结 论

本文为提高双基地 ISAR 成像系统的实用性和应用灵活性,将所需发射功率较小的调频连续波信号引入到双基地 ISAR 系统中,详细分析了应用 FMCW 信号在目标成像过程中引起的特有耦合项问题,即距离快时间和方位慢时间的一次耦合项和二次耦合项。针对一次耦合项产生的固定频偏和二次耦合项引起的主瓣展宽,通过对回波信号相位的处理将耦合项表述成组合参量的形式,应用多项相位变换对该组合参量进行补偿并构造相应的补偿函数对原回波信号进行补偿,消除了耦合项引起的目标像散焦现象,此后采用距离多普勒算法进行成像处理。最后的仿真表明文中所述算法有效提高了应用 FMCW 信号双基 ISAR 系统的分辨率,为双基地 ISAR 的实用性提供了一条有效的技术路径。

参 考 文 献

- [1] Tsao T, Slamani M, Varshney P, et al. Ambiguity function for a Bi-static radar[J]. IEEE Trans. on AES, 1997, 33(3): 1041-1051.
- [2] Willis N J. Bistatic radar[M]. Boston London, Artech House, 1991.
- [3] Edrich M. Ultra-lightweight synthetic aperture radar based on a 35GHz FMCW sensor concept and online raw data transmission[J]. IEEE Proc-Radar Sonar Naving, 2006, 153(2): 129-134.
- [4] Edrich M, Weiss G. Second-generation Ka-band UAV SAR system [C]. Proc-38th Euro Micro Con, 2008, Amsterdam: 1636-1639.
- [5] 梁毅, 井伟, 邢孟道, 等. 一种下视三维 FMCW SAR 成像的新方法[J]. 自然科学进展, 2009, 19(5): 575-584. [Liang Yi, Jing Wei, Xing Meng-dao, et al. A new method of down-looking three dimension FMCW-SAR imaging [J]. Natural Science Progress, 2009, 19(5): 575-584.]
- [6] 杨明磊, 陈伯孝, 张守红, 等. 多载频 FMCW 在 MIMO 雷达中的应用研究[J]. 电子学报, 2008, 36(12): 2351-2356. [Yang Ming-lei, Chen Bo-xiao, Zhang Shou-hong, et al. Study on application of multiple carrier frequency FMCW in MIMO radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(12): 2351-2356.]
- [7] 秦国栋, 陈伯孝, 杨明磊, 等. 双基地多载频 FMCW 雷达目标加速度和速度估计方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(4): 794-797. [Qin Guo-dong, Chen Bai-xiao, Yang Ming-lei, et al. Acceleration and velocity estimation of targets in Bi-static multi-frequency FMCW radar [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(4): 794-797.]
- [8] Barbarossa S. Detection and imaging of moving objects with synthetic aperture radar part2: Joint time-frequency analysis by Wigner-Ville distribution [J]. IEEE Proc-Radar Sonar Naving, 1992, 39(1): 89-98.
- [9] 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.
- [10] Almedia L B. The fractional fourier transform and time-frequency representations [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(11): 3084-3091.
- [11] Shimon P, Boaz P. Estimation and classification of polynomial-phase signals [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1991, 37(2): 422-430.
- [12] Shimon P, Benjamin F. The discrete polynomial-phase transform [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(8): 1901-1914.
- [13] 齐国清. 利用 FFT 相位差校正信号频率和初相估计的误差分析[J]. 数据采集与处理, 2003, 18(5): 7-11. [Qi Guo-qing. Error analysis of frequency and phase estimation based on phase difference of segmented FFT [J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2003, 18(5): 7-11.]
- [14] 齐国清, 贾欣乐. 基于 DFT 相位的正弦信号幅度高精度估计[J]. 大连海事大学学报, 2001, 37(3): 71-76. [Qi Guo-qing, Jia Xin-le. High accuracy amplitude estimation of sinusoid based on the phase of DFT [J]. Journal of Dalian Maritime University, 2001, 37(3): 71-76.]

作者简介: 朱仁飞(1983-),男,硕士生,主要从事雷达信号处理, SAR/ISAR 成像技术的研究。

通信地址: 陕西省西安市沣镐路一号研管大队十四队 (710077)

电话: 13319280405

E-mail: zxpkongjun@126.com

(编辑: 余 未)