doi:10.11887/j.cn.201802011 http://journal.nudt.edu.cn

大斜视角下空时编码成像算法*

秦立龙[1],吴曼青[2],王 鹏[3],董 臻[1]
(1. 国防科技大学 电子科学学院,湖南 长沙 410073;2. 中国电子科技集团公司,北京 100000;
3. 陆航驻上海地区军事代表处,上海 201101)

摘 要:空时编码可以有效地消除多发多收雷达的自相关干扰,但是传统的空时编码合成孔径成像算法无法精确校正其距离方位耦合,因此限制了其在大斜视角情况下的数据处理能力。为避免以上缺陷,将空时编码方案与ωK算法相结合,在空时解码处理中引入新的解码矩阵来完成一致聚焦,利用Stolt映射完成补余聚焦,对距离方位耦合进行精确地校正。理论分析和仿真结果表明:该方法能够在大斜视角情况下实现目标的高质量成像,并有效地消除了互相关干扰。

关键词:空时编码;多发多收雷达;合成孔径成像;ωK算法
中图分类号:TN95 **文献标志码**:A **文章编号**:1001-2486(2018)02-066-06

Imaging algorithm based on space-time coding at high squint angles

QIN Lilong[1], *WU Manqing*[2], *WANG Peng*[3], *DONG Zhen*[1]
(1. College of Electronic Science, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;
2. China Electronics Technology Group Corporation, Beijing 100000, China;
3. Military Representative Office of Army Aviation in Shanghai Area, Shanghai 201101, China)

Abstract: Space-time coding techniques are used to mitigate cross-correlation in the multiple-input multiple-output radar. However, the imaging algorithms based on the conventional space-time coding schemes cannot accurately compensate the range-azimuth coupling, which limits the ability to handle the radar data acquired at high squint angles. To avoid the above drawback, a space-time coding scheme combined with ωK algorithm was proposed. In the space-time decoding processing, the modified decoding matrix and Stolt mapping operation were introduced to achieve the bulk focusing and differential focusing simultaneously, and the range-azimuth coupling could be accurately compensated. Theoretical analysis and simulation results show that the high quality imaging in the case of high squint angles can be achieved by the proposed scheme, and the cross-correlation interference can be canceled.

Key words: space-time coding; multiple-input multiple-output radar; synthetic aperture imaging; ωK algorithm

多发多收合成孔径雷达(Multiple-Input Multiple-Output Synthetic Aperture Radar, MIMO-SAR)由于其波形和空间的多样性,在雷达成像应用中受到了越来越多的关注。首先,MIMO-SAR可以用于实现宽测绘带成像[1-2];其次,它可以在距离方向实现高分辨率[3],并且MIMO-SAR系统产生额外的相位中心,可以有效地抑制干扰、衰减和闪烁效应[4-5]。

在MIMO-SAR系统中,波形的正交性设计是决定成像质量的一个关键因素[6]。对于同频信号而言,具有完美正交性的波形是不存在的,因此会引起正交波形的互相关能量干扰[7]。如果互相关旁瓣水平较高,大测绘带MIMO-SAR的成像质量将会急剧恶化[8]。空时编码(Space-Time Coding, STC)方案可以有效地抑制正交波形的互相关能量,缓解信道衰减效应,并能够通过相干累积提高图像的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)。因此,STC已被广泛地应用在MIMO-SAR系统中[9-12]。

然而,传统的STC合成孔径成像算法无法精确校正其距离方位耦合,因此限制了其在大斜视角情况下的应用。本文在空时解码处理中引入了新的解码矩阵和Stolt映射,提出一种适用于大斜视角情况下的空时编码成像算法。

* **收稿日期**:2016-12-08
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61101178,91438202)
作者简介:秦立龙(1988—),男,安徽六安人,博士研究生,E-mail:qin_lilong@126.com;
吴曼青(通信作者),男,研究员,硕士,博士生导师,E-mail:wumanqing@ustc.edu.cn

1　空时编码成像系统建模

沿方位向分布有 N 个共置子阵天线的 MIMO-SAR 系统如图 1 所示[9]。

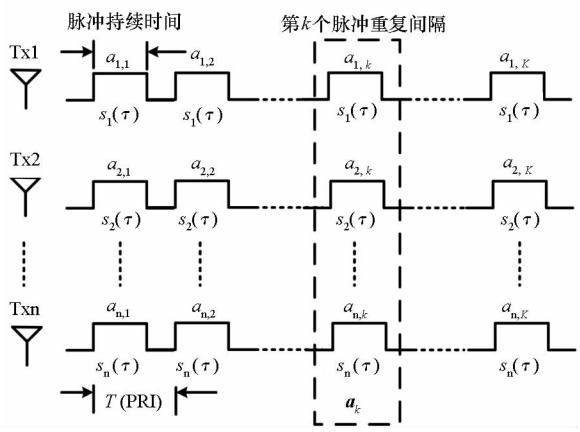


图 1　空时编码发射方案

Fig. 1　Space-time coding scheme

雷达以速度 V 沿着方位向飞行,其脉冲重复间隔为 T。采用空时编码模式进行发射时,在慢时间 $\eta_k = t-(k-1)T$ 的发射窗期间(t 为脉冲累积的起始时刻),第 n 个子孔径发射波形为 $a_{n,k}s_n(\tau)$,其中,$s_n(\tau)$ 为未编码波形,τ 为快时间,$a_{n,k}$ 为编码系数。在接收期间,M 个接收子阵列接收相同的全测绘带内散射回波。第 m 个接收子阵列接收的回波(系统的冲击响应)可以表示为:

$$r_{m,k}(\tau,t) = \sum_{n=1}^{N} a_{n,k}h_{m,n}(\tau,\eta_k) \otimes_\tau s_n(\tau) \quad (1)$$

式中,$\otimes_\tau$ 表示快时间卷积,$h_{m,n}(\tau,t)$ 表示第 n 个发射子阵和第 m 个接收子阵之间的通道响应,其二维傅里叶形式可以表示为:

$$R_{m,k}(f_r,f_a) = \sum_{n=1}^{N} a_{n,k}H_{m,n}(f_r,f_a)H_k(f_a)S_n(f_r) \quad (2)$$

式中,$H_{m,n}(f_r,f_a)$ 和 $S_n(f_r)$ 分别是 $h_{m,n}(\tau,t)$ 和 $s_n(\tau)$ 的频域形式,f_r 和 f_a 分别代表了距离向和多普勒频率,$H_k(f_a)=\exp\{\mathrm{j}2\pi(k-1)f_aT\}$,表示由脉冲间时延引起的通道响应。定义

$$\begin{cases} \boldsymbol{r}_m^{\mathrm{T}}(f_r) \triangleq [R_{m,1}(f_r,f_a) \quad \cdots \quad R_{m,K}(f_r,f_a)] \\ \boldsymbol{h}_m^{\mathrm{T}}(f_r) \triangleq [H_{1,m}(f_r,f_a) \quad \cdots \quad H_{N,m}(f_r,f_a)] \\ \boldsymbol{s}^{\mathrm{T}}(f_r) \triangleq [S_1(f_r) \quad \cdots \quad S_n(f_r)] \end{cases} \quad (3)$$

其中,$(\cdot)^{\mathrm{T}}$ 代表转置运算。

将脉冲累积周期的全部 K 个回波写成一个更简洁的矩阵形式,可以得到:

$$\boldsymbol{r}_m^{\mathrm{T}}(f_r,f_a) = \boldsymbol{h}_m^{\mathrm{T}}(f_r,f_a)\boldsymbol{S}(f_r,f_a) \quad (4)$$

式中,波形矩阵可以表示为:

$$\boldsymbol{S}(f_r,f_a) = \boldsymbol{A} \odot [\boldsymbol{s}(f_r) \quad \cdots \quad \boldsymbol{s}(f_r)H_K(f_a)] \quad (5)$$

式中:$\boldsymbol{A}$ 为编码矩阵,其第 n 行 k 列的元素为编码系数 $a_{n,k}$;$\odot$ 表示 Hadamard 积。

构造解码矩阵:

$$\boldsymbol{D}(f_r,f_a) = \boldsymbol{B}^{\mathrm{H}} \odot [\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}(f_r) \quad \cdots \quad \boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}(f_r)H_K^*(f_a)] \quad (6)$$

式中,$\boldsymbol{B}$ 为解码矩阵,$(\cdot)^{\mathrm{H}}$ 代表共轭转置运算,$(\cdot)^*$ 代表共轭运算。

解码后的信号可以表示为:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{r}_{D,m}^{\mathrm{T}}(f_r,f_a) &= \boldsymbol{r}_m^{\mathrm{T}}(f_r,f_a)\boldsymbol{D}(f_r,f_a) \\ &= \boldsymbol{h}_m^{\mathrm{T}}(f_r,f_a)[(\boldsymbol{A}\boldsymbol{B}^{\mathrm{H}}) \odot \boldsymbol{E}(f_r)] \end{aligned} \quad (7)$$

式中,$\boldsymbol{E}(f_r) \triangleq \boldsymbol{s}(f_r)\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}(f_r)$,为信号相关矩阵。

由式(7)可以看出,当 $\boldsymbol{A}\boldsymbol{B}^{\mathrm{H}}$ 为单位矩阵时,只有波形的自相关能量得以保留,而波形的互相关能量已经在解码的过程中对消。经过解码后,每个接收子阵列可以得到 N 路输出。在已发表的文献中,使用了距离多普勒算法(Range-Doppler Algorithm, RDA)对每一路信号进行后续的成像处理。然而,由于在大斜视角情况下,回波的距离和方位向存在强相关耦合[13-14],即使使用了基于二次压缩的更精确的 RDA,基于以上的常规 STC 合成孔径成像算法也无法准确地对距离方位向耦合进行精确的补偿[15]。

2　空时编码和 ωK 算法的成像方法

第 n 个发射子阵列到第 m 个接收子阵列的传输距离可以被近似为:

$$d_{m,n}(\eta_k) \approx 2\sqrt{R_c^2 + V^2\left[\eta_k + \frac{(m+n-2)d}{2V}\right]^2} \quad (8)$$

式中:R_c 表示目标的最短距离,即零多普勒线经过目标时的距离;d 表示子阵列的间距。近似来源于等效相位中心原理[16],当 $R_c \gg d$ 时,这种近似是合理的[1]。假设式(8)所表示的传输距离函数为双曲线形式。这种假设在大斜视角下通常是成立的。因此,相对于 RDA 算法,这种算法可以获得更精确的聚焦性能。令 f_c 代表信号的载波频率,那么式(2)中的频域通道响应 $H_{m,n}(f_r,f_a)$ 即为 $\exp\{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_r)d_{m,n}(t)/c\}$ 的方位向傅里叶变换。利用驻定相位原理,可以得到[15]:

$$H_{m,n}(f_r,f_a) = H(f_r,f_a)\exp\{\mathrm{j}\theta_{m,n}(f_a)\} \quad (9)$$

式中,

$$\begin{cases}\theta_{m,n}(f_a)=\dfrac{\pi f_a(m+n-2)d}{V}\\ H(f_r,f_a)=\exp\left\{\dfrac{-\mathrm{j}4\pi R_c(f_r+f_c)D(f_r,f_a)}{c}\right\}\end{cases}\tag{10}$$

式(9)中的最后一个指数项是由子阵列不同的相位中心位置引起的,且式(10)中的

$$D(f_r,f_a)\triangleq\sqrt{1-\frac{c^2f_a^2}{4V^2(f_r+f_c)^2}}\tag{11}$$

为二维频域的距离迁移[17]。

令

$$H_{a;n,k}(f_r,f_a)=a_{n,k}H(f_r,f_a)H_k(f_a)\tag{12}$$

那么第 m 个接收子阵列接收的回波可以重新表示为:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}_m^{\mathrm{T}}(f_r,f_a)=&\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_{m,1}(f_a)}\quad\cdots\quad\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_{m,N}(f_a)}\right]\times\\&\begin{bmatrix}H_{a;1,1}(f_r,f_a)S_1(f_r)&\cdots&H_{a;1,K}(f_r,f_a)S_1(f_r)\\\vdots&\ddots&\vdots\\H_{a;N,1}(f_r,f_a)S_N(f_r)&\cdots&H_{a;N,K}(f_r,f_a)S_N(f_r)\end{bmatrix}\end{aligned}\tag{13}$$

构造解码矩阵:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{D}(f_r,f_a)=&\begin{bmatrix}\tilde{H}_{a;1,1}(f_r,f_a)S_1^*(f_r)&\cdots&\tilde{H}_{a;N,1}(f_r,f_a)S_N^*(f_r)\\\vdots&\ddots&\vdots\\\tilde{H}_{a;1,K}(f_r,f_a)S_1^*(f_r)&\cdots&\tilde{H}_{a;N,K}(f_r,f_a)S_N^*(f_r)\end{bmatrix}\end{aligned}\tag{14}$$

式中:

$$\tilde{H}_{a;n,k}(f_r,f_a)=b_{n,k}^*\exp\left\{\frac{\mathrm{j}4\pi R_{\mathrm{ref}}(f_r+f_c)}{c}D(f_r,f_a)\right\}H_k^*(f_a)\tag{15}$$

表示参考函数相乘(Reference Function Multiply, RFM)滤波器;R_{ref}表示参考距离,一般选为场景中心目标的最短距离。

根据式(7)的解码处理,解码后的信号可以表示为:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}_{D,m}^{\mathrm{T}}(f_r,f_a)=&\boldsymbol{r}_m^{\mathrm{T}}(f_r,f_a)\cdot\boldsymbol{D}(f_r,f_a)\\=&\left[\exp\{\mathrm{j}\theta_{m,1}(f_a)\}\quad\cdots\quad\exp\{\mathrm{j}\theta_{m,N}(f_a)\}\right]\times\\&\begin{bmatrix}|S_1(f_r)|^2&0&\cdots\\0&|S_2(f_r)|^2&\cdots\\\vdots&\vdots&\ddots\end{bmatrix}H_{\mathrm{RFM}}(f_r,f_a)\end{aligned}\tag{16}$$

式中,

$$H_{\mathrm{RFM}}(f_r,f_a)=\exp\left\{\frac{\mathrm{j}4\pi(R_{\mathrm{ref}}-R_c)(f_r+f_c)}{c}D(f_r,f_a)\right\}\tag{17}$$

表示经过参考函数相乘滤波后的残余相位。

由式(16)可知,互相关能量在解码处理中得到了抑制。此外,由于对 K 个连续的回波信号进行了相干累积,经过 STC 处理后,图像的信噪比得到了提高。

RFM 滤波器可以完成一致聚焦。对于最短距离为 R_{ref}的目标而言,RFM 滤波器令残余相位 $H_{\mathrm{RFM}}(f_r,f_a)=0$,并将目标聚焦在正确的位置。然而距离不为 R_{ref}的目标并没有得到聚焦,需要利用 Stolt 映射的方法消除式(17)中的二阶以上高次项,完成补余聚焦[18-9]。将式(17)中的相位重新写为:

$$\frac{4\pi(R_{\mathrm{ref}}-R_c)}{c}\sqrt{(f_r+f_c)^2-\frac{c^2f_a^2}{4V^2}}\tag{18}$$

并将变量 f_r 映射为一个新的变量 $\tilde{f}_r$:

$$\sqrt{(f_r+f_c)^2-\frac{c^2f_a^2}{4V^2}}=\tilde{f}_r+f_c\tag{19}$$

经过 Stolt 映射后,式(16)中任何一路的输出可以表示为:

$$\begin{aligned}\tilde{R}_{m,n}(\tilde{f}_r,f_a)=&\exp\{\mathrm{j}\theta_{m,n}(f_a)\}\cdot|S_n(f_r)|^2\cdot\\&\exp\left\{\frac{\mathrm{j}4\pi(R_{\mathrm{ref}}-R_c)}{c}(\tilde{f}_r+f_c)\right\}\end{aligned}\tag{20}$$

经过二维逆傅里叶变换,最终得到聚焦后的信号:

$$\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{r}}_{m,n}(\tau,t)=&\exp\left\{\frac{\mathrm{j}4\pi f_c(R_{\mathrm{ref}}-R_c)}{c}\right\}\cdot\\&p_a\left(t+\frac{(m+n-2)d}{2V}\right)\cdot acf_n\left(\tau-\frac{2(R_{\mathrm{ref}}-R_c)}{c}\right)\end{aligned}\tag{21}$$

式中,$acf_n(\cdot)$是波形 $s_n(\tau)$的自相关函数,$p_a(\cdot)$为辛克函数,代表了方位向冲击响应的幅度。式(21)说明信号的输出能量被准确地聚焦在正确的位置,并且没有互相关能量的干扰。

3　计算复杂度分析

本节主要评估了基于 RDA 算法的传统 STC 方案(RDA-STC)以及基于本文所提的 STC 方案(ωK-STC)中的浮点运算量。由第 2 节分析可知,经过空时解码后,每个接收子阵列可以得到 N 路输出,以下分析主要考虑对于单个接收子阵列的单路输出进行成像时,算法中快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)、逆傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)、相位相乘和插值四种计算操作的复杂度。用于评估计算量的参数有:方位向采样点数 N_a、距离向采样点数 N_r、插值核长度 N_{ker}、发射子阵天线数 N、脉冲累积个数 K。

1）RDA-STC 系统

距离压缩及解码：

距离 $FFT = 5KN_aN_r\log_2(N_r)$

解码矩阵相位相乘 $= 6KNN_aN_r$

距离 IFFT $= 5NN_aN_r\log_2(N_r)$

方位处理：

方位 FFT $= 5N_aN_r\log_2(N_a)$

距离徙动校正 $= 2(2N_{\ker}-1)N_aN_r$

相位相乘 $= 6N_aN_r$

方位 IFFT $= 5N_aN_r\log_2(N_a)$

全部计算量：

$[5(K+N)\log_2(N_r)+6KN+10\log_2(N_a)+6+2(2N_{\ker}-1)]N_aN_r$

2）ωK-STC 系统

一致聚焦：

距离 FFT $= 5KN_aN_r\log_2(N_r)$

方位 FFT $= 5KN_aN_r\log_2(N_a)$

参考函数矩阵相乘 $= 6KNN_aN_r$

补余聚焦：

Stolt 插值 $= 2(2N_{\ker}-1)N_aN_r$

距离 IFFT $= 5N_aN_r\log_2(N_r)$

方位 IFFT $= 5N_aN_r\log_2(N_a)$

全部计算量：

$[5(K+1)\log_2(N_r)+6KN+5(K+1)\log_2(N_a)+2(2N_{\ker}-1)]N_aN_r$

从上述分析可以看出，RDA-STC 方案和 ωK-STC 方案具有相似的计算复杂度。当 $N=K$ 且 $N_a=N_r$ 时，传统 RDA-STC 方案的计算复杂度比所提 ωK-STC 方案略高了 $6N_aN_r$ 次浮点运算。因此相比传统 RDA-STC 方案，ωK-STC 方案兼顾了大斜视角情况下的通用性及处理效率。

4　实验验证

点目标的仿真参数的设置见表 1。由于线性调频（Linear Frequency Modulation，LFM）信号具有高分辨率、低自相关旁瓣、良好的多普勒容忍和抗干扰等特性，仿真中使用了正负调频率信号[9]，且使用了两个子阵列（$N=2$），所产生的波束照射地面的相同区域，脉冲累积个数 $K=2$，编码矩阵和解码矩阵设置为 $\boldsymbol{A}=\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}1 & 1\\ 1 & -1\end{bmatrix}$。

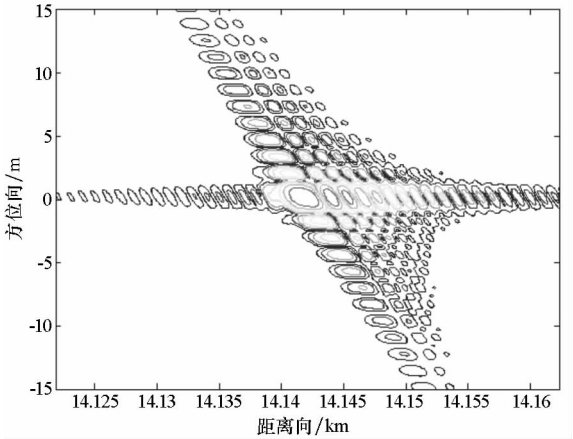
首先，基于 RDA-STC 方案的成像结果如图 2 所示。仿真中，在经过传统的空时解码处理后，使用了基于二次压缩的更精确的 RDA 来补偿在大斜视角情况下距离压缩调频率的失配。由图 2 可以看出，虽然引入了 STC 处理，但是其距离和方位耦合并未得到有效的校正。部分回波能量被压缩到了旁瓣的位置，其积分旁瓣比（Integrated Side-Lobe Ratio，ISLR）上升到了 −3.53 dB，且距离第一旁瓣的峰值旁瓣比（Peak Side-Lobe Ratio，PSLR）水平上升到了 −0.72 dB。除此之外，由于旁瓣能量泄露进入主瓣，其距离向压缩的主瓣分辨率也有所降低。因此，基于 RDA-STC 方案的成像算法对于高质量成像是远远不足的。

表 1　仿真参数设置

Tab. 1　Simulation parameters for airborne SAR

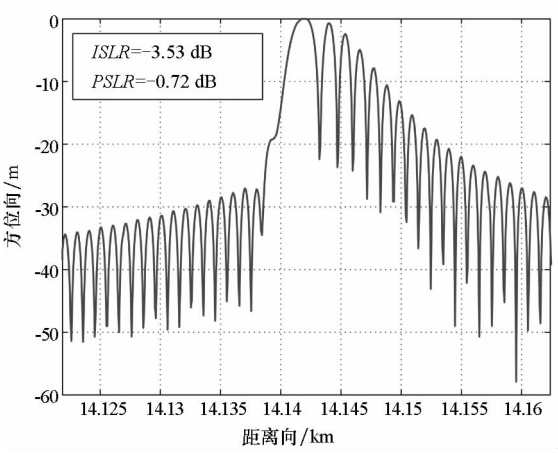
参数	取值
斜视角	40°
阵列中心间距	2 m
子阵列宽度	2 m
PRF	1200 Hz
载频	5 GHz
目标最短距离	14.142 km
信号带宽	150 MHz
距离向采样率	250 MHz
脉冲持续时间	5 μs
平台速度	200 m/s
平台高度	10 000 m

其次，从图 2（c）和图 2（d）可以看出，ωK-STC 方案不仅有效地消除了波形的互相关干扰，而且距离方位耦合得到了精确的补偿，PSLR 水平降到 −13.1 dB，点目标的回波能量被聚焦在正确的位置，且得到了期望的距离向分辨率。因此，ωK-STC 方案要优于传统的 RDA-STC 方案。



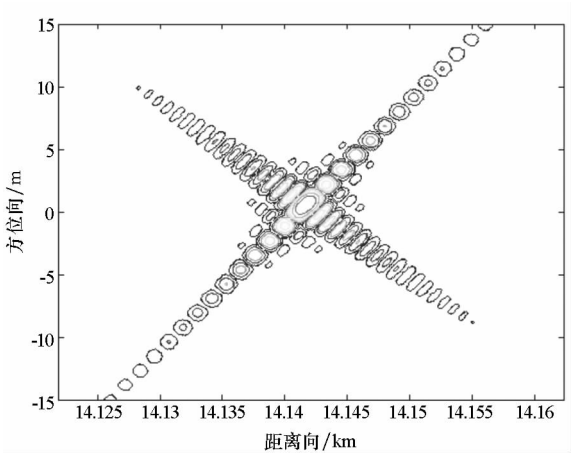
（a）RDA-STC 方案成像结果

（a）Imaging result using RDA-STC scheme



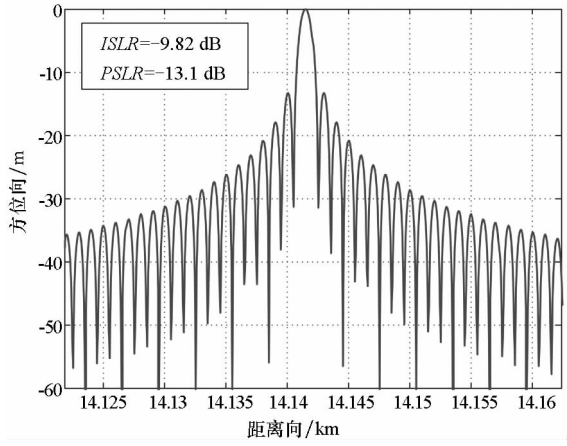
(b) RDA-STC 方案距离向剖面图

(b) Range profile using RDA-STC scheme



(c) ωK-STC 方案成像结果

(c) Imaging result using ωK-STC scheme



(d) ωK-STC 方案距离向剖面图

(d) Range profile using ωK-STC scheme

图2 点目标成像结果

Fig. 2 Imaging result of point-like target

5 结论

为了解决大斜视角下 MIMO-SAR 成像的自相关干扰抑制问题,提出了一种新的空时编码方案。利用基于 RFM 滤波器的解码矩阵和 Stolt 映射,距离方位耦合可以得到有效的补偿。值得一提的是,本文算法除了适用于大斜视角下机载 MIMO-SAR 成像,对于宽合成孔径 MIMO-SAR 成像也同样适用。这种新的空时编码方案为 MIMO-SAR 提供了一种更好的选择。

参考文献(References)

[1] Krieger G, Gebert N, Moreira A. Unambiguous SAR signal reconstruction from nonuniform displaced phase center sampling [J]. IEEE Geoscience Remote Sensing Letters, 2004, 1(4): 260 - 264.

[2] He F, Ma X, Dong Z, et al. Digital beamforming on receive in elevation for multidimensional waveform encoding SAR sensing [J]. IEEE Geoscience Remote Sensing Letters, 2014, 11(12): 2173 - 2177.

[3] Cristallini D, Pastina D, Lombardo P. Exploiting MIMO SAR potentialities with efficient cross-track constellation configurations for improved range resolution [J]. IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing, 2011, 49(1): 38 - 52.

[4] Li Y Z, Vorobyov S A, Hassanien A. MIMO radar capability on powerful jammers suppression [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2014: 5277 - 5281.

[5] Li Y Z, Vorobyov S A, Koivunen V. Ambiguity function of the transmit beamspace-based MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63 (17): 4445 - 4457.

[6] Li J, Stoica P, Zheng X Y. Signal synthesis and receiver design for MIMO radar imaging [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(8): 3959 - 3968.

[7] Krieger G. MIMO-SAR: opportunities and pitfalls [J]. IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing, 2014, 52(5): 2628 - 2645.

[8] 周伟, 陈浩文, 刘永祥, 等. 基于广义模糊函数的 MIMO SAR 分辨特性分析 [J]. 国防科技大学学报, 2013, 35(6): 77 - 81.
ZHOU Wei, CHEN Haowen, LIU Yongxiang, et al. Resolution analysis of MIMO SAR based on generalized ambiguity function [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2013, 35(6): 77 - 81. (in Chinese)

[9] He F, Dong Z, Liang D N. A novel space-time coding Alamouti waveform scheme for MIMO-SAR implementation [J]. IEEE Geoscience Remote Sensing Letters, 2014, 12 (2): 229 - 233.

[10] Wang W Q. Space-time coding MIMO-OFDM SAR for high-resolution imaging [J]. IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing, 2011, 49(8): 3094 - 3104.

[11] Jajamovich G H, Lops M, Wang X D. Space-time coding for MIMO radar detection and ranging [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(12): 6195 - 6206.

[12] Feng F, Li S Q, Yu W D, et al. Study on the processing

scheme for space-time waveform encoding SAR system based on two-dimensional digital beamforming [J]. IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing, 2012, 50(3): 910 – 932.

[13] 王亮, 练有品, 黄晓涛, 等. 大斜视角与大波束角 SAR 成像比较[J]. 电子学报, 2006, 34(9): 1672 – 1676.
WANG Liang, LIAN Youpin, HUANG Xiaotao, et al. Comparison of large squint and large beamwidth SAR imaging[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(9): 1672 – 1676. (in Chinese)

[14] 黄源宝, 李真芳, 保铮. 机载大斜视 SAR 的快速简易成像方法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2004, 31(4): 543 – 546.
HUANG Yuanbao, LI Zhenfang, BAO Zheng. A simplified fast processing method for high squint airborne SAR [J]. Journal of Xidian University, 2004, 31(4): 543 – 546. (in Chinese)

[15] Cumming I G, Wong F H. Digital processing of synthetic aperture radar data: algorithms and implementation [M]. USA: Artech House, 2005.

[16] 马喜乐, 董臻, 何峰, 等. 方位多相位中心 SAR 信号重建误差分析 [J]. 国防科技大学学报, 2014, 36(1): 57 – 61.
MA Xile, DONG Zhen, HE Feng, et al. Reconstruction error of azimuth multiple phase center [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2014, 36(1): 57 – 61. (in Chinese)

[17] 潘凤艳, 邢孟道, 廖桂生. 解多普勒中心模糊的一种新方法 [J]. 雷达科学与技术, 2003, 1(2): 109 – 113.
PAN Fengyan, XING Mengdao, LIAO Guisheng. A new method for resolving the doppler centroid ambiguity [J]. Radar Science and Technology, 2003, 1(2): 109 – 113. (in Chinese)

[18] Wu J J, Li Z Y, Huang Y L, et al. A generalized Omega-K algorithm to process translationally variant bistatic-SAR data based on two-dimensional Stolt mapping [J]. IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing, 2014, 52(10): 6597 – 6614.

[19] Wu J J, Li Z Y, Huang Y L, et al. Omega-K imaging algorithm for one-stationary bistatic SAR [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(1): 33 – 52.