

## 相位调制激光雷达成像设计及仿真

黄宇翔<sup>1</sup>, 张鸿翼<sup>1</sup>, 李飞<sup>1</sup>, 徐卫明<sup>1</sup>, 胡以华<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院上海技术物理研究所 中国科学院空间主动光电技术重点实验室, 上海 200083;

2. 解放军电子工程学院 脉冲功率激光技术国家重点实验室, 安徽 合肥 230037)

**摘要:** 逆合成孔径激光雷达 (ISAL) 相比逆合成孔径雷达 (ISAR), 其信号源具有更小的发散角, 分辨率下具有更小的合成孔径累积角度的优点, 从而获得关注。但是因为 ISAL 采用激光器为雷达信号源, 而且激光雷达与微波雷达调制原理不同, 导致在 ISAR 中主流的扩频方案如线性调频并不适用于真实的 ISAL。为了获得高重复性的并且在极短时间内宽频的探测信号, 采用了光通信中广泛使用的最长序列相位调制。在说明了其远场回波信号模型和对应的成像算法之后, 指出了其与传统算法之间的区别。最后, 使用由多个散射中心点组成的成像目标, 进行了成像算法仿真和结果分析。仿真参数与成像结果表明: 该方法为一种可采用的实时 ISAL 调制方法。

**关键词:** 激光遥感; 逆合成孔径激光雷达; 相位调制; 多普勒频移

**中图分类号:** TN958      **文献标志码:** A      **DOI:** 10.3788/IRLA201746.0506003

## Phase modulated lidar imaging design and simulation

Huang Yuxiang<sup>1</sup>, Zhang Hongyi<sup>1</sup>, Li Fei<sup>1</sup>, Xu Weiming<sup>1</sup>, Hu Yihua<sup>1,2</sup>

(1. Key Laboratory of Space Active Opto-Electronics Technology, Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China;

2. State Key Laboratory of Pulsed Power Laser Technology, Electronic Engineering Institute, PLA, Hefei 230037, China)

**Abstract:** The inverse synthetic aperture lidar (ISAL) have attracted increasing attention for its merits including smaller divergence angle of the signal source and smaller synthetic aperture under same cross-range resolution when compared with its inverse synthetic aperture radar (ISAR) counterpart. However, by using lidar instead of radar as the signal source, the most popular spread-spectrum techniques such as linear frequency modulation are not suitable for a practical ISAL. In order to obtain a highly repeatable and a broad frequency signal in a very short time, a maximum length sequence coded phase modulation method, which was a widespread method in optical communication, was adopted in this paper. The far-field signal model and the corresponding imaging algorithm were introduced in the first place. The main differences from traditional algorithms were addressed thereafter. Finally, a well-designed simulation target composed of several scattered center points was used to verify the validity of the proposed imaging

收稿日期: 2016-09-10; 修订日期: 2016-10-20

基金项目: 国家 863 计划(2014AA7100012)

作者简介: 黄宇翔(1989-), 男, 博士生, 主要从事(逆)合成孔径激光雷达方面的研究。Email: hyx0408@126.com

通讯作者: 胡以华(1962-), 男, 教授, 主要从事遥感技术方面的研究。Email: yh\_hu@263.net

algorithm. The results are analyzed with imaging parameters to prove the method introduced by this paper is adaptable for real-time ISAL.

**Key words:** laser remote sensing; ISAL; phase modulation; Doppler frequency shift

## 0 引言

逆合成孔径激光雷达 (ISAL) 实际上就是一种允许目标运动的合成孔径激光雷达(SAL)<sup>[1]</sup>。但是, 由于目标运动的不确定性, ISAL 成像结果可能并不在距离向-方位向域, 而是在时间-多普勒域或是距离-多普勒域<sup>[2]</sup>。在文中后续叙述中, 方位向将和正交距离同义使用。

ISAL 相对于逆合成孔径雷达(ISAR)而言, 基于激光器为信号源相比微波天线作为信号源, 其具有更好的方向性。此外, 对于相同方位向分辨率要求, ISAL 只需要远远小于 ISAR 的合成孔径, 如果探测对象是同一目标, 那么也就意味着更小的合成孔径驻留时间。在同一正交距离向分辨率和同一目标的条件下, ISAL 的驻留时间(积分时间)往往比 ISAR 小三四个量级, 这对 ISAL 成像而言是非常有利。参考文献[3]说明了天基逆合成孔径激光雷达的静止轨道目标成像的可能性。参考文献[4]则描述了直接依据合成孔径基本原理成清晰像。ISAR 很多工作都围绕着目标运动补偿展开, 其根本原因在于合成孔径驻留时间内, 目标的运动特性或方位特性发生显著的改变而使基本成像模型需要修正。参考文献[5]描述了在采用分数傅里叶变换和 keystone 变换来抑制目标的色散和距离向徙动带来的成像模糊。

一些传统的距离向调制方案, 步进频率调制<sup>[6]</sup>和线性调频<sup>[7]</sup>, 以及部分新颖的调制方案如非线性调频<sup>[8]</sup>, 并不与激光器这一信号源很好地契合。激光调制变换主要包括外调制和内调制两种。外调制线性调频方法, 由于调制带宽有限, 如声光移频器调制带宽一般在 200 M 之内, 导致其距离向分辨率将劣于 0.75 m, 而不适用于较高分辨率的逆合成孔径雷达。外调强度编码<sup>[9]</sup>提供了一种 GHz 带宽的激光调制方式, 但是因为采用强度调制将使得合成孔径时间内信号波峰因子较差, 不利于回波信号的信噪比。内调制线性调频方法, 往往无法兼顾频率调制的精确性和速度, 此外调制得到的激光其重复性

也较差。这也是参考文献[10]中不得不采用“一步一停”方式来模拟连续旋转目标的原因。

文中提出一种二进制的相位调制方案。它是一种激光外调制方案, 以电光调制器为硬件依凭(可达到 10 GHz 带宽甚至更高)。采用了无缝链接的编码阵列, 从而提高了驻留时间内有效信号的占空比。使用最大长度序列(Maximum Length Sequence, MLS)M 序列作为伪噪声 (Pseudorandom Noise, PN) 的性质, 进行距离向压缩, 并对一个激光调制周期内的回波信号的多普勒频移进行了补偿。

## 1 成像模型和回波信号

文中所采用的成像目标模型为一致转动目标模型<sup>[11]</sup>, 其场景如图 1 所示。

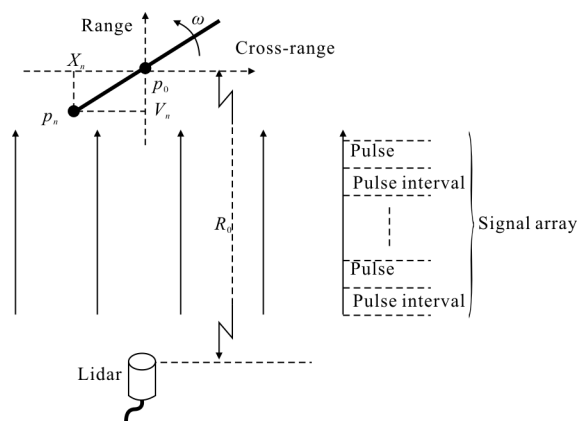


图 1 一致转动目标模型

Fig.1 Uniform rotational target model

对于通过相位调制的激光雷达其单个距离向脉冲发射信号可用如下公式表述:

$$P_{\text{send}} = A_s(t) e^{-j(2\pi f_0 t + \varphi_0 + \varphi(t))} + c.c. \quad (1)$$

式中:  $P_{\text{send}}$  为激光器发射的脉冲信号;  $A_s(t)$  为激光强度;  $f_0$  为激光信号载频;  $\varphi_0$  为激光初始相位;  $\varphi(t)$  为激光相位编码;  $c.c.$  为 conjugate complex 的简写, 即复共轭。

发射信号经过点  $p_n$  反射后到达激光雷达, 通过本振光相干正交解调后的信号可表述为:

$$P_r(p_n, t) \approx A_r \left( t - \frac{2R(p_n, t)}{c} \right) \exp(j\varphi_r) \cdot \exp \left[ j \left( 4\pi f_0 \frac{R(p_n, t)}{c} \right) \right] \cdot \exp \left[ -j\varphi \left( t - \frac{2R(p_n, t)}{c} \right) \right] \quad (2)$$

式中： $P_r(p_n, t)$ 为激光雷达在  $t$  时刻接收到的点  $p_n$  反射信号； $c$  为光速； $\varphi_r$  为一相位常数； $R(p_n, t)$  为雷达与点目标  $p_n$  在  $t$  时刻的距离； $A_r(t)$  为接收信号强度，其主要受入射激光强度、相干光源激光强度、平衡探测器相干效率等因素影响，在激光器在持续工作时间内激光强度不变的条件下，可以将其简化表述为：

$$A_r(t) = \begin{cases} A_r & 0 \leq t < T_{\text{pulse}} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

为了下文论述的简要性，令：

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

$$\tau = t - \frac{2R(p_n, t)}{c} \quad (5)$$

又因为使用二进制码元相位调制，令：

$$c(t) = \exp(j\varphi(t)) \begin{cases} 1 & t \text{ 时刻, 码元为 } 1 \\ -1 & t \text{ 时刻, 码元为 } 0 \end{cases} \quad (6)$$

联合公式(2)~(6)并忽略相位常数项，简化可得：

$$P_r(p_n, t) = A_r \text{rect} \left( \frac{\tau}{T_{\text{pulse}}} \right) c(\tau) \exp \left( j4\pi f_0 \frac{R(p_n, t)}{c} \right) \quad (7)$$

雷达到目标点的距离使用双曲线模型<sup>[12]</sup>，如下所示：

$$R(p_n, t) = \sqrt{(R_0 + y_n(\tau))^2 + x_n^2(\tau)} \quad (8)$$

式中： $R_0$  为雷达到  $y_0$  点的距离向距离； $(x_n(\tau), y_n(\tau))$  为  $p_n$  在  $\tau$  时刻的坐标，特别的  $(x_n(\tau), y_n(\tau)) = (0, 0)$ 。

对公式(8)进行展开，在远场近似条件下，即  $R_0$  足够大，则有：

$$R(p_n, t) \approx R_0 + y_n + x_n \omega \tau \quad (9)$$

联合公式(7)和公式(9)，雷达接收到的点  $p_n$  的单激光脉冲回波信号表达式如下：

$$R(p_n, t) = A_r \text{rect} \left( \frac{\tau}{T_{\text{pulse}}} \right) c(\tau) \exp(j2\pi f_d \tau) \cdot \exp(j4\pi f_d (R_0 + y_n)) \quad (10)$$

式中： $f_d = \frac{2x_n \omega}{c} f_0$ ，即为多普勒频移。

成像信号是由多个单脉冲信号构成的信号阵列。文中所述方法特色之一是使用连续的  $N_2$  个相同相位的长度为  $N_1$  的 M 序列  $s$  进行周期性的相位调制来构成无缝隙的信号阵列，即无脉冲间隔。忽略公式(10)中的常数相位，雷达接收到的点  $p_n$  的完整回波信号阵列表达式如下：

$$S_r(p_n, \tau) = A_r \text{rect} \left( \frac{\tau}{N_2 T_{\text{pulse}}} \right) c_{(s, N_2)}(\tau) \cdot \exp(j2\pi f_d \tau) \quad (11)$$

为了论述的简要性，文中以下篇幅中使用与码元频率相匹配的信号采样频率  $f_s$ 。而对于采样率为码元频率整数倍时，以下结果稍作修改均可成立。且与使用匹配频率相比，两者主要区别在于成像距离向精度。当采样率越高时，回波信号单码元所对应的采样点就越多，在进行距离向压缩时，距离向峰值所在点将在时间上更精确，也就意味着更好的距离向精度。

在码元频率等于信号采样频率时，有如下三条等式成立：

$$c_{(s, N_2)}(n) = c_{(s, N_2)}(n\Delta\tau) = 2 \times s(n) - 1 \quad n=0, 1, 2, \dots, N_1-1 \quad (12)$$

$$N_1 = \frac{T_{\text{pulse}}}{\Delta\tau} \quad (13)$$

$$c_{(s, N_2)}(n+kN_1) = c_{(s, N_2)}(n) \quad n=0, 1, 2, \dots, N_1-1 \quad k=0, 1, 2, \dots, N_2-1 \quad (14)$$

式中： $s(n)$  为调制所使用的 MLS 的第  $n$  个码元的值(0 或 1)； $\Delta\tau$  为与采样频率相对应的采样间隔，即  $\Delta\tau = \frac{1}{f_s}$ 。联合公式(11)~(13)可得最后采样所得用于成像的单点回波信号：

$$S_r(p_n, \tau) = A_r \text{rect} \left( \frac{n}{N_2 N_1} \right) c_{(s, N_2)}(n) \cdot \exp(j2\pi f_d n\Delta\tau) \quad (15)$$

## 2 成像算法

图 2 给出了文中成像算法的简要实现流程。

流程图中各步骤具体说明如下。

(1) 文中算法需要整数倍 MLS 调制的回波信号，因此需要先截取信号使不同距离的有效回波信号都有  $N_3(N_3 < N_2)$  个周期。

(2) 将截取获得的信号做离散傅里叶变换。当单点回波信号的多普勒频移为零时，其离散傅里叶变

换如下所述:

$$F_s(p_n, m) = \begin{cases} N_3 \sum_{k=0}^{N_1-1} c_{(s, N_3)}(k) W_{N_1, N_3}^{km} & \text{if } m=0 \bmod N_3 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

公式(16)中,

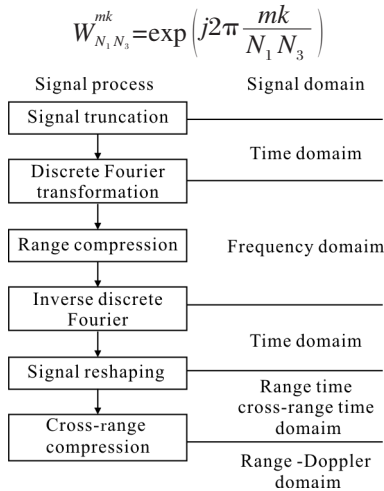


图 2 成像算法简要实现流程

Fig.2 Brief flow diagram of imaging algorithm

于是零多普勒单点回波信号的离散傅里叶变换结果的幅度值应如图 3 所示的梳状。

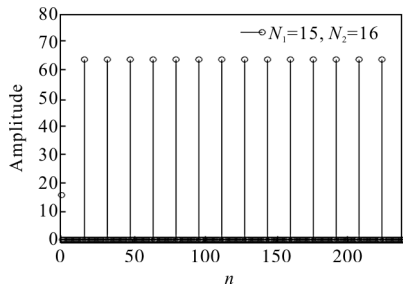


图 3 零多普勒频移回波信号离散傅里叶变换结果幅度值

Fig.3 Amplitude of discrete Fourier transform result of echo-signal without Doppler frequency shift

(3) 距离向压缩是为了精确获得距离向信息。如果直接使用一个固定的滤波器进行距离向压缩,由于多普勒频移的存在,其压缩结果将可能具有较差的旁瓣特性。图 4 给出了在一个调制周期内由于多普勒频移引起的相位变化分别为  $0, \pi$  和  $1.5\pi$  时的回波信号与相位调制信号周期的互相关系数。

步骤(1)、(2)完成之后,纵观整个驻留时间( $N_3$  个调制周期)内的无多普勒频移的回波信号的离散傅

里叶变换频率域(公式(16)),其当且仅当在  $m=0 \bmod N_3$  上有值。对于具有多普勒频移的回波信号,其结果则是频谱上的一个平移。

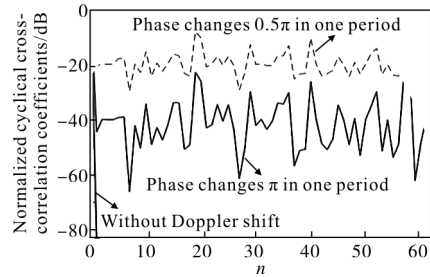


图 4 归一化的周期互相关性系数比较

Fig.4 Comparison of normalized circular cross-correlation index

现假设微量多普勒频移并不会导致距离压缩后的峰值在时域上有平移。依据相位编码使用 MLS 时具有的特性如公式(17)所示。而附带微量多普勒频移的压缩结果的峰值如公式(18)所示。

$$\theta_c(l) = \begin{cases} N_1 & \text{if } l=0 \bmod N_1 \\ -1 & \text{if } l \neq 0 \bmod N_1 \end{cases} \quad (17)$$

式中: $\theta_c(l)$ 为相位编码序列  $c_{(s,1)}(n)$ 的循环自相关函数。

$$P(k) = \frac{\sin(\pi f_{\Delta d} N_1 \Delta \tau)}{\sin(\pi f_{\Delta d} \Delta \tau)} \exp(j\pi f_{\Delta d} (N_1 - 1) \Delta \tau) \cdot \exp(j2\pi f_{\Delta d} (k-1) N_1 \Delta \tau) \quad (18)$$

式中: $P(k)$ 为第  $k$  个压缩后的峰值; $f_{\Delta d}$ 为微量多普勒频移。第一个相位项为多普勒频移带来的峰值一致相位偏转,第二个相位项则为其距离向压缩后保留的微量多普勒频移相位项,其采样时间间隔为方位向采样时间间隔, $N_1 \Delta \tau$ 。

分段距离向压缩的一种可实现方法是频率加窗的方法。具体实现如下:

$$F_c(m, q) = F_s(m) w(m-q) D(m-q) \quad (19)$$

式中: $F_s(m)$ 为各点回波信号离散傅里叶变换之和; $w(m)$ 为峰值在 0 处的频域窗函数; $q$ 为窗函数推移步进; $D(m)$ 为压缩用滤波器的离散傅里叶变换。但是此方法的局限性为:(1)目标不同带散射中心之间可能存在频率混叠;(2)在仅满足欠采样定理而非奈奎斯特采样定理时,无法直接获知原零值处的峰来自左右哪个梳状峰值,因为即使在频移无混叠的条件下,依然无法直接判断在频谱上原 0 值点,其值来源于其右临近峰还是其左邻近峰,甚

至其它峰值处。

(4) 将分段压缩的信号重新累加求和得到距离向分段压缩了的信号。对信号进行逆离散傅里叶变换,将压缩后的信号从频率域转换到时间域。

(5) 信号重构将距离向压缩后的一维时间域信号映射到二维时间域上,即距离向时间-方位向时间域。其目的是对齐由公式(18)所描述的那些峰值,以进行方位向压缩。

(6) 在信号重构后,如公式(18)所示那样方位向时间和多普勒频移呈现傅里叶变换对的关系,所以方位向压缩即为离散傅里叶变换。于是文中方法的成像结果是在时间-多普勒域上的。

与传统合成孔径雷达成像算法<sup>[12]</sup>相比,文中方法的成像原理其方位向压缩,来自于多普勒频移和方位向时间构成的傅里叶变换对,而非对方位向时间上的近似线性频谱展宽的信号的匹配压缩。与使用线性调频的距离多普勒成像算法<sup>[13]</sup>相比,文中方法的成像原理其距离向压缩,来自于相位编码信号的周期自相关性,而非波束与距离构成的傅里叶变换对。此外,文中所述方法的距离向精度取决于回波信号采样频率,当码元频率等于回波信号采样频率时,成像的距离向精度等于距离向分辨率。

### 3 仿真结果与分析

仿真所用主要参数如表 1 所列。

在使用 MLS 调制时,码元调制频率约等于调制带宽。根据表 1 参数可知,距离向分辨率为  $\frac{c}{2B} \approx 0.15 \text{ m}$ ,正交距离向分辨率为  $\frac{\lambda_0 f_s}{2N_1 N_3 \omega} \approx 0.066 \text{ m}$ 。此外,由于正交距离向的时间采样间隔对多普勒带宽的限制,正交距离向跨度应小于  $\frac{\lambda_0 f_s}{2\omega N_1} \approx 4.22 \text{ m}$ ;由于使用连续的调制机制,如果目标距离向跨度过大,在处理步骤截取有效信号后,距离向目标会出现混叠现象,所以距离向跨度应小于  $cN_1 \Delta\tau \approx 18.9 \text{ m}$ 。使用匹配滤波器时,峰值旁瓣比 (Peak Sidelobe Ratio, PSLR) 为  $N_1$ 。于是在目标角速度和码元调制频率一定时,  $N_1$  越大距离向窗口越大,正交距离向窗口越小,PSLR 越好。

表 1 仿真参数

Tab.1 Simulation parameters

Parameter	Symbol	Value
Target distance	$R_0$	1 000 m
Target rotation speed	$\omega$	2 rad/s
Laser wave length	$\lambda_0$	1 064 nm
Signal sampling frequency	$f_s$	1 GS/s
Code modulation frequency	$f_c$	1 GHz
Code length	$N_1$	63
Periods of modulated signal	$N_2$	70
Periods of truncated signal	$N_3$	64

一个满足上述要求的目标散射中心相对位置排布如图 5 所示,同时也是文中仿真所用的目标模型。图 5 坐标轴中心点(0,0)到激光雷达距离为表 1 中所列的远场距离  $R_0$ 。图 5 中各点绕坐标轴中心点(0,0)按表 1 中所列的目标角速度参数转动。

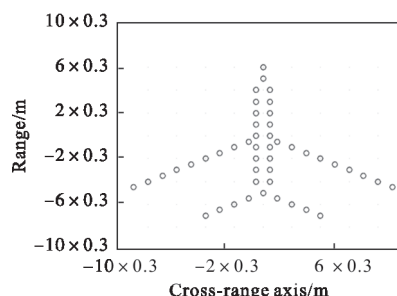


图 5 仿真目标

Fig.5 Simulation target

经过反复多次的分段距离压缩尝试后,在无噪声的条件下,仿真目标正确成像结果如下图 6 所示。

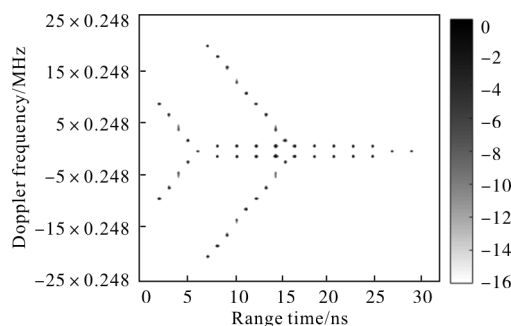


图 6 无噪声下的成像结果

Fig.6 Imaging result without noise

采用文中所述方法,在有加性白噪声的条件下,对仿真目标成像结果如图 7 所示。仿真采用的回波信号信噪比为-6.02 dB。

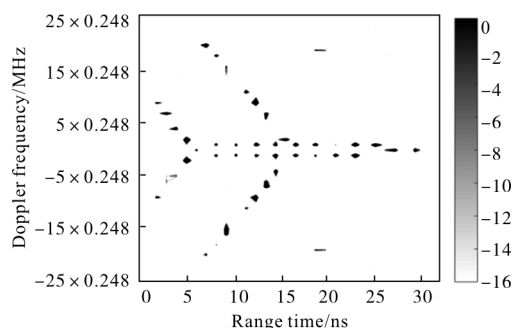


图 7 带加性白噪声的成像结果

Fig.7 Imaging result with additional white noise

图 7 中部分点成像缺失或模糊,但是成像结果整体仍就具有与探测目标相一致,说明了使用 M 序列的相位调制具有良好的噪声免疫性。

在成像算法过程中并没有考虑距离徙动的关键是极短的成像积分时间。截取的回波信号驻留时间为  $\frac{N_1 N_3}{f_s} = 4.032 \mu s$ 。在观察窗口中,就成像积分时间内不考虑平动特性,其原因为最大距离向徙动距离  $\frac{\lambda_0 N_3}{2\omega} \approx 17.0 \mu m$  远远小于距离向分辨率  $150\ 000 \mu m$ 。

#### 4 结 论

当激光雷达参数设置符合待探测目标特性时,使用文中方法可以正确对目标进行 2 维成像,成像结果在时间-多普勒域。采用文中方法所述的连续周期相位调制和成像算法,使得原本不得不“一步一停”模式的连续线性调频的逆合成孔径激光雷达,具有了实时逆合成孔径成像的能力。此外,由于该方法的距离向脉冲间无间隙,从而免去了高速光开关介入带来的光相干性降低以及分段激光脉冲初始相位不同的问题。使用相位调制信号使得波峰因子(crest factor)能够达到最小值 1,也因此增强了噪声免疫能力。

#### 参考文献:

[1] Doerry A W. Ship dynamics for maritime ISAR imaging[D]. New Mexico: Sandia National Laboratories, SAND2008-1020,

2008.  
 [2] Ozdemir C. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms [M]. New York: John Wiley & Sons, 2012.  
 [3] Ruan Hang, Wu Yanhong, Zhang Shuxian. Geostationary orbital object imaging based on spaceborne inverse synthetic aperture radar[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2013, 42 (6): 1611-1616. (in Chinese)  
 [4] Wu Jin, Li Feifei, Zhao Zhilong, et al. Demonstration of stripmap mode synthetic aperture radar with PGA - independent high resolution images [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2014, 43(11): 3559-3564. (in Chinese)  
 [5] Ruan Hang, Wu Yanhong, Ye Wei. Inverse synthetic aperture radar imaging algorithm for uniform motion targets [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2014, 43(4): 1124-1129. (in Chinese)  
 [6] Hongxing D. Stepped frequency chirp signal SAR imaging [C]//1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2007. APSAR IEEE, 2007: 14-18.  
 [7] Cutrona L J. Synthetic Aperture Radar [Z]//2nd ed. Skolnik M I. Radar handbook. Boston, Massachusetts: Mcgraw - Hill, 1990: 2333-2346.  
 [8] Wang W, Wang R, Zhang Z, et al. First demonstration of airborne SAR with nonlinear FM chirp waveforms[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2016, 13(2): 247-251.  
 [9] Li Fei, Zhang Hongyi, Wu Jun, et al. Mechanism and experiment of code intensity -modulation on synthetic aperture radar[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2015, 44 (9): 2575-2582. (in Chinese)  
 [10] Guo Liang, Xing Mengdao, Zhang Long, et al. Research on indoor experimentation of range SAL imaging system[J]. *Sci China Ser E-Tech Sci*, 2009, 39(10): 1678-1684. (in Chinese)  
 [11] Bao Zheng, Xing Mengdao, Wang Tong. Ladar Imaging Technology [M]. Beijing: Publishing Housing of Electronics Industry, 2005. (in Chinese)  
 [12] Cumming I G, Wong F H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithm and Implementatoin[M]. Hong Wen, translated. Beijing: Publishing Housing of Electronics Industry, 2007. (in Chinese)  
 [13] Brown W M. Synthetic aperture radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1967, 3(2): 217-229.