

# 双天线对消弹射式干扰中的相位估计

甘荣兵<sup>1</sup>, 王建国<sup>1</sup>, 何 川<sup>2</sup>

(1. 电子科技大学电子工程学院, 四川成都 610054; 2. 电子对抗国防科技重点实验室, 四川成都 610036)

摘要: 在对抗对合成孔径雷达的弹射式干扰中, 双路对消技术取得了较好的结果, 但是对消的前提是知道两路中的干扰信号相位差. 本文提供了一种有效的估计干扰信号相位差的方法. 以两路对消后的能量最小为准则, 采用以黄金分割法为基础的自动搜索算法, 得到相位差. 同时通过仿真实验验证了方法的正确性.

关键词: 合成孔径雷达; 电子对抗; 黄金分割法

中图分类号: TN974 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2005) 09-1691-03

## Phase Estimation in Rebound Jamming Suppression by Two Channel SAR

GAN Rong bing<sup>1</sup>, WANG Jiann guo<sup>1</sup>, HE Chuan<sup>2</sup>

(1. College of Electronic Engineering, UESTC, Chengdu, Sichuan 610054, China;

2. National Electronic Warfare Laboratory, Chengdu, Sichuan 610036, China)

Abstract: As studied earlier, Two Channel Cancellation method provides a good way to remove rebound jamming to SAR. But the estimation of the phase difference of the jamming signal is difficult, because the parameters needed to estimate the phase difference is usually unknowable. An automatic way to estimate the phase difference is provided in this paper. First a minimal power criterion is designed and adopted to estimate the phase. After that, an optimization algorithm was used for its estimation. Finally the performance of the method is verified by simulation result. It proves that our algorithm has good performance.

Key words: synthetic aperture radar; electronic countermeasures; golden selection method

### 1 引言

由于合成孔径雷达(SAR)对军事和民用的重要意义, 研究合成孔径雷达的干扰和抗干扰早已成为电子对抗领域的重要课题之一. 各种对合成孔径雷达的干扰和抗干扰方式相继提出. 作者在以前的工作中分析了对合成孔径雷达的弹射式干扰, 对弹射式干扰的机理及效果作了详细的研究<sup>[1]</sup>. 中国科学院电子学研究所也对这种干扰作了研究<sup>[2]</sup>.

作者也提出了采用双路对消抑制弹射式干扰的方法<sup>[3]</sup>. 该方法中, SAR采用单天线发射, 一前一后双天线接收, 然后将两个天线的信号相消. 这种方法能较好的消除干扰信号, 保留大部分目标信号. 但是在双路对消弹射式干扰中, 为了准确估计两个天线接收到的干扰信号相位差, 必须估计干扰机的方位角位置, 这给双路对消带来了困难.

因此本文提出了一种搜索算法, 以估计干扰信号的相位差. 仿真实验结果很好地说明了该方法的有效性.

### 2 双路对消弹射干扰的基本原理

作者在文献<sup>[3]</sup>中给出了双路对消的基本原理, 这里只作简单说明. 双天线对消的工作模式如图1所示, 后一个天线发射信号, 两个天线同时接收.

图1中括号内的  $n$  代表第  $n$  个脉冲, 符号上加横线表示发射时的距离, 不加横线表示接收时的距离. 天线  $b$  发射信号, 天线  $a$  和天线  $b$  都接收信号. 要求天线间距满足对消条件

$$d = \text{PRT} * V \quad (1)$$

的情况下, 我们可以得到下面相位关系:

$$\Delta \varphi_i(n) = \frac{2\pi \Delta R_i(n)}{\lambda} = \frac{2\pi [\bar{R}_{li}(n) - \bar{R}_{li}(n+1)]}{\lambda} \quad (2)$$

$$\Delta \varphi_j(n) = \frac{2\pi \Delta R_j(n)}{\lambda} = \frac{2\pi [\bar{R}_{lj}(n) - \bar{R}_{lj}(n+1)]}{\lambda} \quad (3)$$

$\Delta \varphi(n)$  是  $a$  天线接收到的第  $n$  个脉冲的信号与  $b$  天线接收到的第  $n+1$  个脉冲的信号

的相位差, 下标  $i$  和  $j$  分别代表了目标信号和干扰信号. 通过把天线  $a$  接收的第  $n$  个回波减去天线  $b$  接收的第  $n+1$  个回波乘以一个干扰信号的相位差因子  $\Delta \varphi_j$ , 用以消去干扰信号:

$$\begin{aligned} \Delta s(n) &= s_a(n) - s_b(n+1) \cdot \exp[j \cdot \Delta \varphi_j(n)] \\ &= s_b(n+1) \cdot \{ \exp[j \cdot \Delta \varphi_j(n)] - \exp[j \cdot \Delta \varphi_i(n)] \} \\ &\quad - s_a(n+1) \{ \exp[j \cdot \Delta \varphi_i(n)] - \exp[j \cdot \Delta \varphi_j(n)] \} \quad (4) \end{aligned}$$

接下来要讨论的是如何从两个天线的回波中估计干扰信号的相位差.

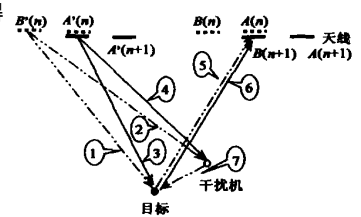


图1 双天线对消工作模式图

图1 双天线对消工作模式图  
(1:  $\bar{R}_{li}(n)$ , 2:  $\bar{R}_{lj}(n)$ , 3:  $\bar{R}_{li}(n+1)$ , 4:  $\bar{R}_{lj}(n+1)$ , 5:  $R_{ai}(n)$ , 6:  $R_{bi}(n+1)$ , 7:  $R_{bj}(n+1)$ )  
虚线代表天线  $A$  接收第  $n$  个回波的路径, 实线代表天线  $B$  接收第  $n+1$  个回波的路径)

### 3 自动相位搜索算法

要解决的问题是估计出干扰信号的相位差  $\Delta\varphi_j$ , 使相消结果  $\Delta s(n)$  中干扰的成份最少, 而目标信号的成份要保持。

#### 3.1 算法推导

对于面目标的情况, 我们将式(4)对不同目标求和得到:

$$s(n, t) = \sum_{k=1}^N \Delta s_k(n, t) = \sum_{k=1}^N [s_{j,k}(n, t) + s_{t,k}(n, t)] \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} s_{j,k}(n, t) &= s_{j,k}(n+1, t) \cdot \{\exp[j \cdot \Delta\varphi_j(n)] - \exp[j \cdot \Delta\varphi_j(n)]\} \\ s_{t,k}(n, t) &= s_{t,k}(n+1, t) \cdot \{\exp[j \cdot \Delta\varphi_t(n)] - \exp[j \cdot \Delta\varphi_j(n)]\} \end{aligned} \quad (6)$$

它们分别代表相消后的干扰信号部分和目标信号部分。式中加快时间参数  $t$ , 即脉冲内时间变量, 以便后面推导。现在考虑相消后一个脉冲内的能量。

$$\begin{aligned} E(n) &= \int_T s(n, t) s^*(n, t) dt \\ &= \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N \left[ \int_T s_{j,k}(n, t) s_{j,k'}^*(n, t) dt + \int_T s_{t,k}(n, t) s_{t,k'}^*(n, t) dt + 2\text{Re} \int_T s_{j,k}(n, t) s_{t,k'}^*(n, t) dt \right] \\ &= S_j + S_t + S_{jt} \end{aligned} \quad (7)$$

其中  $S_j = \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N \int_T s_{j,k}(n, t) s_{j,k'}^*(n, t) dt$ , 是相消后的纯干扰信号的能量;  $S_t = \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N \int_T s_{t,k}(n, t) s_{t,k'}^*(n, t) dt$ , 是相消后的纯目标信号部分的能量;  $S_{jt} = \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N 2\text{Re} \int_T s_{j,k}(n, t) s_{t,k'}^*(n, t) dt$ , 是相消后的干扰信号与目标信号的耦合能量。

现在将分析各个部分信号能量与估计相位  $\Delta\varphi_j$  的关系, 以便得到估计相位的数学方法。

##### (1) 考虑纯干扰信号部分

将式(6)带入纯干扰信号能量表达式得到:

$$S_j = |2\sin[\Delta\varphi_j(n) - \Delta\varphi_j(n)]/2| \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N \int_T s_{j,k}(n+1, t) s_{j,k'}^*(n+1, t) dt,$$

显然当  $\Delta\varphi_j \rightarrow \Delta\varphi_j$  时,  $|s(n)|^2 \rightarrow 0$ 。在  $\Delta\varphi_j \in [0, 2\pi]$  上  $S_j$  不是单峰函数, 而在  $\Delta\varphi_j \in [0, \pi]$  或  $\Delta\varphi_j \in [\pi, 2\pi]$  上  $S_j$  是单峰函数, 且最小值包含在单峰区间中。

##### (2) 考虑纯目标信号部分

$$S_t = \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N \left\{ \exp[\Delta\varphi_{t,k}(n)] - \exp[\Delta\varphi_j(n)] \right\} \cdot \exp[-\Delta\varphi_{t,k}(n)] - \exp[-\Delta\varphi_j(n)] \int_T s_{t,k}(n+1, t) s_{t,k'}^*(n+1, t) dt,$$

其中积分部分代表了不同目标间的互相关函数; 我们知道, 线性调频信号的相关函数是时延的辛格信号, 其主瓣宽度与信号的带宽是反比关系。如果信号带宽是 100M, 则相关函数主瓣宽度为  $10^{-8}$ s, 换算成目标距离为 1.5m, 因此可以认为目标信号在距离 1.5m 内相关, 在 1.5m 外不相关。因此可以忽略目标信号能量中的不同目标间的互相关项, 目标信号能量可以简化为:

$$S_t = 4 \sum_{k=1}^N \sin^2 \{ [\Delta\varphi_{t,k}(n) - \Delta\varphi_j(n)]/2 \} \int_T s_{t,k}(n+1, t) s_{t,k}^*(n+1, t) dt \quad (8)$$

将距离关系带入式(2), 进行泰勒展开, 再略去高阶项, 得到  $\Delta\varphi_{t,k}(n)$  的表达式:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{t,k}(n) &= \frac{2\pi}{\lambda} \left[ \sqrt{R_c^2 + (V \cdot \text{PRT} \cdot n - Y_{t,k})^2} \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{R_c^2 + (V \cdot \text{PRT} \cdot (n+1) - Y_{t,k})^2} \right] \\ &\approx \frac{2\pi \cdot V \cdot \text{PRT}}{\lambda \cdot R_c} (V \cdot \text{PRT} \cdot n - Y_{t,k}) \end{aligned}$$

可见,  $\Delta\varphi_{t,k}(n)$  只与目标和雷达间的方位向位置有关, 而与距离向无关, 因此将式(8)的求和分成距离和方位求和两级

$$S_t = 4 \sum_{a=1}^A \sin^2 \{ [\Delta\varphi_{a,k}(n) - \Delta\varphi_j(n)]/2 \} \sum_{r=1}^R \int_T s_{h,a,r,k}^*(n+1, t) s_{h,a,r,k}^*(n+1, t) dt$$

其中  $r$  是距离向的求和变量,  $a$  是方位向的求和变量。后一个求和与估计相位值  $\Delta\varphi_j$  无关; 前一个求和由于对所有方位求和, 因此  $\Delta\varphi_j$  的变化对求和的影响很小, 可以忽略不计。

##### (3) 考虑干扰信号与目标信号耦合部分

$$\begin{aligned} S_{jt} &= 2\text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N \left[ \exp[\Delta\varphi_{j,k}(n)] - \exp[\Delta\varphi_j(n)] \right] \right. \\ &\quad \cdot \left. \left[ \exp[-\Delta\varphi_{t,k'}(n)] - \exp[-\Delta\varphi_j(n)] \right] \right. \\ &\quad \left. \cdot \int_T s_{j,k}(n+1, t) s_{t,k'}^*(n+1, t) dt \right\} \end{aligned}$$

目标信号与干扰信号相关性差, 因此耦合能量小,  $S_{jt}$  的变化对总能量的影响可以忽略不计。

由此可以得到结论相消后的脉冲能量达到最小值时, 干扰信号部分也达到最小。因此求相位的问题就转化为, 设性能函数为:  $J(\Delta\varphi_j) = E(\Delta\varphi_j)$ ,  $\Delta\varphi_j \rightarrow \Delta\varphi_j$  时,  $J(\Delta\varphi_j) \rightarrow \min$ 。现在问题就转化成在区间  $[0, 2\pi]$  上求  $\Delta\varphi_j$ , 使  $J(\Delta\varphi_j)$  达到最小。由于  $J(\Delta\varphi_j)$  只在  $[0, 2\pi]$  的子区间上是单峰函数, 因此将搜索区间分成两个子区间  $[0, \pi]$  和  $[\pi, 2\pi]$ , 分别搜索子区间上的极小值, 然后进行比较, 选取使  $J(\Delta\varphi_j)$  较小的一个是所求的  $\Delta\varphi_j$ 。

#### 3.2 算法步骤

采用 0.618 法计算  $J(\Delta\varphi_j) = E|s(n)|^2$  最小值<sup>[4]</sup>:

(1) 确定搜索区间  $[a, b]$ ,  $a = 0, b = \pi$ ;

(2) 计算  $x_2 = a + \frac{(-1+\sqrt{5})}{2}(b-a), y_2 = J(x_2)$ ;

(3) 计算  $x_1 = a + b - x_2, y_1 = J(x_1)$

(4) 若  $|x_1 - x_2| < \varepsilon$ , 则停。取  $x^* = \frac{x_1 + x_2}{2}$ ; 否则转(5)

(5) 若  $y_1 \leq y_2$ , 则置  $b = x_2, x_2 = x_1, y_2 = y_1$  转(3);

否则置  $a = x_1, x_2 = x_2, y_1 = y_2$ , 计算  $x_2 = a + b - x_1, y_2 = J(x_2)$ , 转(4)

(6) 改变区间范围, 设  $a = \pi, b = 2\pi$  重复前面的步骤, 得到另一  $x^*$ , 选取使  $J(x) = |s(n)|^2$  的最小者。

#### 4 仿真实验结果分析

我们对以上算法进行了仿真实验。首先仿真生成雷达回波数据和干扰信号数据, 然后成像处理, 得到未干扰和干扰后

的原始图像. 然后采用双路对消技术, 在对消过程中采用以上算法估算干扰相位差. 得到对消后的雷达图像.

#### 4.1 干扰相位差估计精度结果

按照前面的算法, 将估计相位误差画出曲线如图 2 所示. 从图中可见误差较小, 误差出现类似正弦波形状, 这是由于相消信号中的纯目标信号部分和干扰与目标的耦合部分的影响造成的. 从波动的曲线的幅度可以看出, 忽略掉这两项的影响是可行的, 达到了相位估计精度要求的范围.

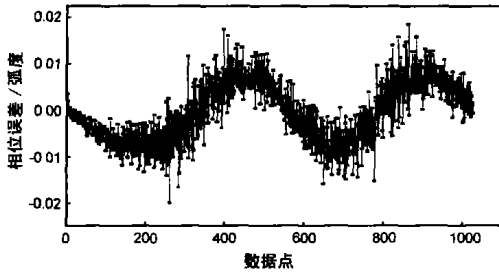


图 2 估计相位误差曲线图

误差统计数据如表 1 所示. 从表中的统计数据可见, 估计误差相当小, 在这种情况下, 干扰信号能被很好的消去.

表 1 相位估计误差统计结果

统计量	平均误差	标准偏差	最大绝对误差
值	$-4.13954 \times 10^{-4}$	0.00645	0.01988

#### 4.2 干扰对消结果

通过仿真, 我们得到了面目标的成像结果如图 3 所示. 从图中可见, 用本文算法估计的干扰信号相位差作双天线对消的结果与实际相位差的结果很相近. 都是绝大部分地消掉了干扰信号, 同时也消掉了某些方位向上的目标信号, 因为这些方位上的目标信号相位差与干扰信号相位差相同.

可以用处理后的图像相对于原始图像的均方误差来描述处理的性能<sup>[5]</sup>. 均方误差的定义为:

$$\text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (f_i - f_i)^2 \quad (9)$$

其中  $f_i$  是处理后的图像灰度值,  $f_i$  是原始图像的灰度值.

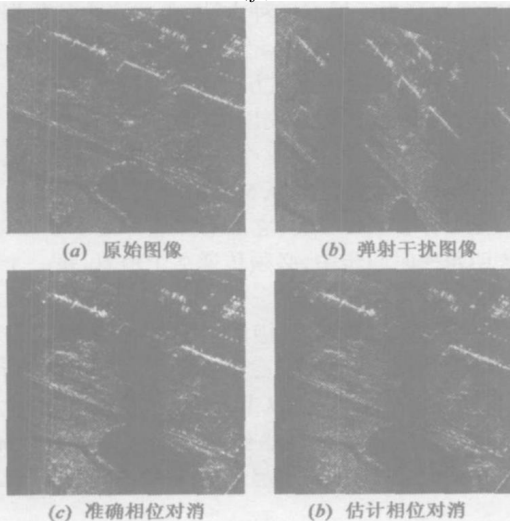


图 3 成像仿真结果图

表 2 中列出了弹射干扰后, 采用双天线对消后图像的均方误差结果. 在计算中我们采用归一化的图像进行计算, 以便于比较.

从表中可以看出, 采用估计相位对消的结果与采用准确相位对消的结果相差很小, 约等于没有对消的结果四分之一. 这表明本文的相位估计方法可以用于双天线对消弹射式干扰.

表 2 结果图像的 MSE 比较表

图像	10dB 弹射干扰后	准确相位对消后	估计相位对消后
MSE	0.0418	0.0102	0.0103

## 5 结论

从前面的理论分析和仿真实验我们可以得到结论是: 双天线对消能量最小可以作为对消中相位估计的准则; 本文采用的相位估计方法具有很好的准确性; 在双天线对消中解决了无法估计干扰信号相位差的难题.

#### 参考文献:

- [1] 甘荣兵, 王建国, 何川. 对合成孔径雷达的弹射式干扰性能分析[J]. 信号处理, 2003, 19(增刊): 382-385.  
Gan Rongbing, Wang Jianguo, He Chuan. Performance of jamming to SAR by rebound mode[J]. Signal Processing, 19(sup.): 382-385. (Chinese Source)
- [2] 胡东辉, 吴一戎. 合成孔径雷达散射波干扰研究[J]. 电子学报, 2002, 30(12): 1882-1884.  
Hu Donghui, Wu Yirong. The scatter-wave jamming to SAR[J]. acta electronica sinica, 2002, 30(12): 1882-1884. (Chinese Source)
- [3] 甘荣兵, 王建国, 何川. 双路对消抑制对合成孔径雷达的弹射式干扰[J]. 信号处理, 2005, 21(1): 27-30.  
Gan Rongbing, Wang Jianguo, He Chuan. Rebound jamming suppression by two channel SAR[J]. Signal Processing, 21(1): 27-30. (Chinese Source)
- [4] 张先迪. 应用数学基础[M]. 成都: 电子科技大学出版社, 2003.
- [5] Alin Achin, Paragiotis Tsakalides, Anastasios Bezerianos. SAR Image Denoising via Bayesian Wavelet Shrinkage Based on Heavy Tailed Modeling[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2003, 41(8): 1773-1784.

#### 作者简介:



甘荣兵 男, 1975 年生, 2002 年在四川大学获硕士学位, 2002 年至今在电子科技大学信号与信息处理专业博士研究生. 研究方向为合成孔径雷达成像, 合成孔径雷达干扰、抗干扰, 合成孔径雷达目标检测与识别. 已在国内外学术期刊发表论文多篇. E-mail: ganrbin@21cn.com.



王建国 男, 1954 年生, 电子科技大学教授. 主要研究方向为合成孔径雷达成像、图像压缩、雷达对抗、雷达目标识别、信号检测与估计等方向. 其中获国家科技进步三等奖一项, 电子部科技进步一等奖一项, 在国内外重要学术期刊上发表论文 40 余篇.

E-mail: wangjg@uestc.edu.cn.