

一种机载双通道 SAR/GMTI 自适应 通道均衡方法的研究

张焕胜^{1,2}, 郑明洁¹, 杨汝良¹, 祁海明^{1,2}

(1. 中国科学院电子学研究所, 北京 100080; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100039)

摘要:基于 DPCA 的机载 SAR/GMTI 系统中, 通道幅相误差导致 DPCA 条件不满足, 系统性能下降。在深入分析基于 DPCA 的双通道 SAR/GMTI 信号模型的基础上, 给出了一种自适应通道均衡方法, 给出了通道均衡的流程, 分析了该均衡方法的性能。该方法使通道幅相特性在最小二乘意义下准确匹配, 取消了系统对 DPCA 条件的严格要求。该均衡方法不需要天线参数、平台运动参数等先验知识。

关 键 词:合成孔径雷达; 地面动目标指示; 偏置相位中心天线; 最小二乘估计

中图分类号: TN 951

文献标识码: A

文章编号: 1004-0323(2007)05-0642-06

1 引 言

合成孔径雷达(SAR)用来对静止场景进行高分辨率成像。但很多应用中, 运动目标的检测和成像非常重要, 尤其是在军事应用领域。在静止 SAR 图像上运动目标会出现方位位置偏移、散焦、模糊、距离走动等现象, 需要对其单独聚焦成像。平台运动、高分辨率、高数据率、低 PRF 等因素使得 SAR 运动目标的检测和成像非常困难, 尤其是地面慢速运动目标^[1]。基于 DPCA 技术的 SAR 动目标检测方法是克服这些困难的有效方法, 在现役机载雷达中被广泛采用^[2,3]。DPCA 技术对平台的飞行速度、脉冲重复频率、两个天线的相位特性、幅度特性有严格的要求^[4,5]。实际系统中, 天线方向图不一致、平台不稳定、天线相位中心间距的误差、接收机热噪声、环境影响均使这些要求不能满足, SAR/GMTI 系统性能下降^[3,5,6]。因此, 应用 DPCA 技术时, 要获得高的 GMTI 性能, 通道均衡必不可少。该文在深入分析基于 DPCA 的双通道 SAR/GMTI 信号模型的基础上, 给出了一种通道自适应均衡方法, 该均衡方法使两个通道的幅度特性和相位特性在最小二乘意义下准确匹配, 取消了 DPCA 技术对平台速度、脉冲重复频率、天线幅相特性的苛刻要求, 从而提高了 SAR/GMTI 系统的性能。为了得到更好的结果, 均

衡前要进行杂波锁定和方位预滤波, 文中给出了通道均衡的流程。该均衡算法通过两个频域交替迭代补偿两个频域响应的误差, 它不需要天线参数、平台运动参数等先验知识, 文中还分析了通道均衡的性能。

2 信号模型

图 1 是基于 DPCA 的双通道 SAR/GMTI 的简单几何模型, 全孔径 A 发射, 子孔径 A1、A2 同时接

图 1 基于 DPCA 的双通道 SAR/GMTI 的几何模型

Fig. 1 Two-channel SAR/GMTI geometric model

收, 子孔径间的距离为 d 。定义 y 轴为雷达视线在水平面上的投影, x 轴与雷达平台的飞行方向重合。假设 $t=0$ 时刻, 雷达发射机位于 $x=0$ 处, 平台速度

为 V_a , 则 t 时刻全孔径 A 的位置为 $(x, y) = (V_a t, 0)$ 、子孔径 A_1 和 A_2 的位置为 $(x, y) = (V_a t + d/2, 0)$ 、 $(x, y) = (V_a t - d/2, 0)$ 。假设 $t=0$ 时刻 (x_0, y_0) 处有一点目标 P 以固定速度 (v_x, v_y) 运动, 则 t 时刻目标 P 的位置为 $(x_0 + v_x t, y_0 + v_y t)$ 。假设雷达发射载频为 f_0 , 宽度为 T 的线性调频信号 $S_T(\tau)^{[1]}$ 。

$$S_T(\tau) = \text{Re} \left\{ \exp \left[j 2 \pi \left(f_0 + \frac{\gamma}{2} \tau^2 \right) \right] \right\}, |\tau| \leq T/2 \quad (1)$$

点目标 P 的回波信号为:

$$\begin{aligned} s_1(t, \tau) &= A_P D_1(u(t)) S_T(\tau - t_{1d}) \\ &= \text{Re} \{ A_P u(t) \exp [j 2 \pi (f_0 (\tau - t_{1d}) + \frac{\gamma}{2} (\tau - t_{1d})^2)] \} \\ s_2(t, \tau) &= A_P D_2(u(t)) S_T(\tau - t_{2d}) \\ &= \text{Re} \{ A_P D_2(u(t)) \exp [j 2 \pi (f_0 (\tau - t_{2d}) + \frac{\gamma}{2} (\tau - t_{2d})^2)] \} \end{aligned} \quad (2)$$

τ 是距离维的快时间, t 是方位维的慢时间; c 是信号传播速度; D_i 是双程天线方向图; A_P 是幅度; $u(t)$ 是波达方向; $t_{1d} = \frac{R(t) + R_1(t)}{c}$; $t_{2d} = \frac{R(t) + R_2(t)}{c}$; $R(t)$ 、 $R_1(t)$ 和 $R_2(t)$ 是 t 时刻雷达与点目标 P 之间的距离。

$$\begin{cases} R(t) \approx R_0 + \frac{x_0 v_x + y_0 v_y - x_0 V_a}{R_0} t + \frac{v_x^2 + v_y^2 + V_a^2 - 2 v_x V_a}{2 R_0} t^2 \\ R_1(t) \approx R(t) - \frac{d}{2} \left(\frac{x_0}{R_0} - \frac{v_x - V_a}{R_0} t \right) \\ \quad = R(t) - \frac{d}{2} u(t) \\ R_2(t) \approx R(t) + \frac{d}{2} \left(\frac{x_0}{R_0} - \frac{v_x - V_a}{R_0} t \right) \\ \quad = R(t) + \frac{d}{2} u(t) \\ R_0 = \sqrt{x_0^2 + y_0^2 + H^2} \\ u(t) = \frac{x_0 + (v_x - V_a) t}{R_0} \end{cases} \quad (3)$$

经混频和距离压缩后信号模型近似为^[3,6]:

$$\begin{aligned} S(t) &= [s_1(t), s_2(t)]^T \\ &= \exp \left[-j \frac{4 \pi \gamma}{\lambda} R(t) \right] \begin{bmatrix} D_1(u(t)) \exp [j \varphi(t)] \\ D_2(u(t)) \exp [-j \varphi(t)] \end{bmatrix} \quad (4) \\ \varphi(t) &= \frac{2 \pi}{\lambda} \left(\frac{d}{2} u(t) \right) \end{aligned}$$

天线长度 L 满足 $L < \sqrt{\lambda R}$ 时, 即远场条件下, 频域信号 $S(\omega) = [s_1(\omega), s_2(\omega)]^T$, 近似如下:

$$\begin{aligned} S(\omega) &\cong A \exp [j \Phi(\omega)] \begin{bmatrix} D_1(\omega) \exp [j \varphi(\omega)] \\ D_2(\omega) \exp [-j \varphi(\omega)] \end{bmatrix} \\ \Phi(\omega) &= \frac{\omega^2}{\frac{8 \pi}{\lambda R_0} V_a^2} + \frac{y_0 v_y + x_0 V_a}{V_a^2} \omega + \frac{2 \pi (y_0 v_y + x_0 V_a)^2}{\lambda R_0 V_a^2} \\ \varphi(\omega) &= \frac{\pi}{\lambda R_0} \frac{d y_0 v_y}{V_a} + \frac{2 \pi}{\lambda} \left(\frac{d}{2} u(\omega) \right) \end{aligned} \quad (5)$$

A 是复系数, $D_1(\omega)$ 是天线方向图的多普勒频率表达式。

$$u(\omega) = \frac{\lambda \omega}{4 \pi V_a} \quad (6)$$

对杂波而言 $(v_x, v_y) = (0, 0)$, 把(6)带入(5)得:

$$\begin{aligned} S(\omega) &\cong A \exp [j \Phi(\omega)] \begin{bmatrix} D_1(\omega) \exp [j \varphi(\omega)] \\ D_2(\omega) \exp [-j \varphi(\omega)] \end{bmatrix} \\ \Phi(\omega) &= \frac{\omega^2}{\frac{8 \pi}{\lambda R_0} V_a^2} + \frac{x_0}{V_a} \omega + \frac{2 \pi}{\lambda R_0} x_0^2 \\ \varphi(\omega) &= \omega \frac{\Delta T}{2} \end{aligned} \quad (7)$$

$\Delta T = \frac{d}{2 V_a}$ 是平台通过天线相位中心间距的时间, $\varphi(\omega)$ 是与多普勒频率成线性关系的斜坡相位。由式(5)和(7)可知, 如果两个通道的天线方向图 $D_i(\omega)$ 一致, 斜坡相位补偿后, 两个通道的杂波幅度相位相同, 而动目标的幅度基本相同, 相位相差 $\frac{2 \pi d y_0 v_y}{\lambda R_0 V_a}$, 这样杂波就可由 DPCA 抑制, 并取消了 DPCA 对平台的飞行速度和脉冲重复频率的严格要求^[4]。

3 通道均衡技术

实际系统中, 误差不可避免地存在着。天线方向图 $D_i(\omega)$ 不一致、平台速度不稳定、天线相位中心间距的误差、接收机热噪声、环境影响均会导致通道间幅相失配^[3~6]。尽管根据式(7)补偿相位, 可以取消对平台飞行速度和脉冲重复频率的严格要求, 但是对于运动误差、天线方向图 $D_i(\omega)$ 不一致、接收机热噪声、环境影响等误差却无能为力, 通道幅相失配使 DPCA 杂波抑制性能下降, 要得到满意的 GMTI 结果, 必须对通道幅相失配进行补偿^[3~6]。

3.1 通道均衡算法

通道接收数据经过距离压缩、距离徙动校正、方位向傅里叶变换得到距离多普勒域的数据 $S(\omega, k) = [s_1(\omega, k), s_2(\omega, k)]^T$ 。 $s_i(\omega, k)$ 在距离向进行傅里叶变换得到二维频域数据 $s_i(\omega, \Omega)$, 由式(7)可得^[3,6]:

$$\begin{aligned} s_1(\omega, \Omega) &\cong h_1(\Omega) D_1(\omega) \exp\left(j\omega \frac{\Delta T}{2}\right), \\ s_2(\omega, \Omega) &\cong h_2(\Omega) D_2(\omega) \exp\left(-j\omega \frac{\Delta T}{2}\right) \end{aligned} \quad (8)$$

$h_1(\Omega)$ 是通道传递函数。两个通道信号的比为：

$$\frac{s_1(\omega, \Omega)}{s_2(\omega, \Omega)} \cong \frac{h_1(\Omega)}{h_2(\Omega)} \frac{D_1(\omega) \exp\left(j\omega \frac{\Delta T}{2}\right)}{D_2(\omega) \exp\left(-j\omega \frac{\Delta T}{2}\right)} \quad (9)$$

采用最小二乘准则,即最小化下式：

$$\min_{h_{1,2}(\Omega) D_{1,2}(\omega)} \iint |s_1(\omega, \Omega) - s_2(\omega, \Omega) h_{1,2}(\Omega) D_{1,2}(\omega)|^2 d\omega d\Omega \quad (10)$$

其中： $h_{1,2} = h_1/h_2, D_{1,2} = \frac{D_1 \exp\left(j\omega \frac{\Delta T}{2}\right)}{D_2 \exp\left(-j\omega \frac{\Delta T}{2}\right)}$ 。

求式(10)关于 ω 和 Ω 的导数,并令结果等于零,则有^[3,6]：

$$\begin{cases} h_{1,2}(\Omega) = \frac{\int D_{1,2}(\omega) * s_2(\omega, \Omega) * s_1(\omega, \Omega) d\omega}{\int |s_2(\omega, \Omega) D_{1,2}(\omega)|^2 d\omega} \\ D_{1,2}(\omega) = \frac{\int h_{1,2}(\Omega) * s_2(\omega, \Omega) * s_1(\omega, \Omega) d\Omega}{\int |s_2(\omega, \Omega) h_{1,2}(\Omega)|^2 d\Omega} \end{cases} \quad (11)$$

最小值问题可以由下式迭代近似解决^[3,6]：

$$\begin{cases} s_2^{(n+1)}(\omega, \Omega) = s_2^n(\omega, \Omega) \frac{\int s_2^n(\omega, \Omega) * s_1(\omega, \Omega) d\omega}{\int |s_2^n(\omega, \Omega)|^2 d\omega}, \\ s_2^{(n+2)}(\omega, \Omega) = s_2^{(n+1)}(\omega, \Omega) \frac{\int s_2^{(n+1)}(\omega, \Omega) * s_1(\omega, \Omega) d\Omega}{\int |s_2^{(n+1)}(\omega, \Omega)|^2 d\Omega} \end{cases} \quad (12)$$

$s_2^n(\omega, \Omega) \ n = 0, 1, 2, \dots$ 是第二个通道数据 $s_2(\omega, \Omega)$ 经过 n 次迭代后的数据。

3.2 通道均衡流程

通道均衡流程如下：

①杂波锁定:由于系统误差的存在,多普勒质心偏移 0 点,所以均衡前要进行杂波锁定,估计杂波带宽和多普勒质心,把多普勒质心移至 0 频。杂波主瓣是 SAR 回波能量聚集的地方,信杂比小,适合于通道均衡。

②方位向预滤波:为消除高频误差,均衡前还要进行方位向预滤波。方位向预滤波减少了后续处理的数据量和计算量。但是,方位向预滤波必须保证频谱分辨率满足要求。

③距离向脉压。

④方位向 FFT、距离向 FFT,把信号变换到方位和距离二维频域。

⑤根据式(12)迭代,进行通道均衡。

⑥距离向 IFFT、DPCA、方位压缩、CFAR 处理。

图 2 给出了通道均衡 DPCA 检测算法的简单流程。

图 2 通道均衡算法简单流程图

Fig. 2 Channel balancing method flowchart

图 3 两个通道的双程天线方向图

Fig. 3 The two way patterns of two channels

4 计算机仿真

计算机仿真参数如下:X 波段机载正侧视雷达;阵列天线沿航迹放置,全孔径长 2 m,子孔径长度分别为 0.8 m、1.2 m,天线方向图为 $D(L, \theta) = \sin c\left(\frac{\pi}{\lambda} L \sin \theta\right)$, L 为孔径长度, θ 为视角,两个天线的双程方向图如图 3 所示;两子孔径间的距离 $d = 0.792$ m,测量误差 $\Delta d = \frac{d}{10}$; PRF: 682 Hz; 载机速度 300 m/s; 作用距离 15 000 m; 载机运动误差(X 轴位置误差、Y 轴位置误差、偏航角)如图 4 所示。

图 4 数据仿真采用的运动误差

Fig. 4 Motion errors used in simulation

仿真数据 SAR 图像如图 5 所示,其中含有一个 $(v_x, v_y) = (0, 3) \text{m/s}$ 的运动目标。数据仿真采用了真实场景模拟方法,参见文献[7]。

图 5 仿真数据 SAR 图像
Fig. 5 Simulated SAR image

图 6、图 7 是均衡前后两个通道的幅度分布函数,由图可以看出,通道均衡补偿了两个通道的幅度误差。通道幅度分布函数由 $|s_i(\omega)| = \left| \frac{1}{k} \sum_{k=1}^k s_i(\omega, k) \right|$ 估计^[6], k 是距离线。

图 6 均衡前两通道的幅度分布函数
Fig. 6 Amplitude distribution of two channels before channel balancing

图 7 均衡后两通道的幅度分布函数
Fig. 7 Amplitude distribution of two channels after channel balancing

图 8、图 9 是均衡前后两通道的 R-D 域干涉相位分布图;由图 8 可以看出,均衡前 R-D 域干涉相位分布分散,且相对 0 相位有一偏移;由图 9 可以看出,该均衡方法补偿了相位误差,均衡后大部分像素的干涉相位在 0 附近。

图 8 均衡前两通道的 R-D 域干涉相位分布图
Fig. 8 R-D domain interferometry phase distribution before channel balancing

图 9 均衡后两通道的 R-D 域干涉相位分布图
Fig. 9 R-D domain interferometry phase distribution after channel balancing

图 10 是 DPCA 对消前的 SAR 幅度图,可以看出动目标完全淹没在杂波之中;图 11 为未做通道均

图 10 DPCA 对消前的 SAR 幅度图
Fig. 10 SAR amplitude before DPCA cancelling

图 11 未做通道均衡 DPCA 杂波抑制结果

Fig. 11 DPCA cancelling results without channel balancing

图 12 理想 DPCA 杂波抑制结果

Fig. 12 Ideal DPCA cancelling results

图 13 通道均衡后 DPCA 杂波抑制结果

Fig. 13 DPCA cancelling results after channel balancing

衡时 DPCA 杂波抑制结果,由图可以看出杂波剩余很大,增加了虚警率,尤其是一些类似点目标的强目标;图 12 是理想情况下杂波抑制结果;图 13 是通道均衡后 DPCA 杂波抑制结果,由图可以看出,均衡后 DPCA 的杂波抑制性能得到明显改善。

5 均衡算法性能分析

均衡算法通过在两个频域交替迭代补偿两个频域响应的误差,它不需要天线参数、平台运动参数等先验知识。由于均衡是在二维频域进行,均衡方法

要求足够的数据量,以保证频率分辨率满足要求。在频率分辨率满足要求时,均衡算法的性能仅取决于信杂比(SCR),信杂比越小均衡后 DPCA 的信杂比改善性能越好。表 1 给出了不同信杂比情况下均衡后 DPCA 的信杂比改善情况。

表 1 不同信杂比情况下均衡后 DPCA 的信杂比改善情况((v_x, v_y)=(0,5)m/s)

Table 1 DPCA improvement factor in different SCR conditions with channel balancing

SCR(dB)	SCR 改善 dB	SCR(dB)	SCR 改善 dB
26	-8.6	20	2.7
6	23	2	24.2
0	25.4	-6	27
-12	27.6	-18	27.9
-26	28.8		

6 结 语

实际系统中,通道幅相误差不可避免,导致 DPCA 条件不满足,杂波抑制性能下降。理论分析和仿真结果均表明,该文研究的自适应通道均衡方法可以有效补偿通道的幅相误差,取消了系统对 DPCA 条件的严格要求,提高了 SAR/GMTI 系统的性能。该均衡方法不需要天线参数、平台运动参数等先验知识;运算量比较小,仿真中仅需要 1~3 次迭代;在频率分辨率得到保证的情况下,其性能仅取决于信杂比。

参考文献:

[1] Ender. Space-time Processing for Multichannel Synthetic Aperture Radar[J]. Electronics & Communication Engineering Journal, February 1999, 11: (1): 29-38.

[2] Entzminger J N, Fowler C A, Kenneally W J. Joint Stars and GMTI: Past, Present and Future, Aerospace and Electronic Systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1999, 35(2): 748-761.

[3] Ender. The Airborne Experimental Multi-channel SAR-system ARR-II[A]. EUSAR96[C]. Konigswinter, Germany, March 1996, 49-52.

[4] George W S. Airborne Radar[M]. Scitech Press, 1998.

[5] Merrill I S. Radar Handbook Second Edition Chapter 16[S], 1990.

[6] Christoph H G. Digital Channel Balancing of Alongtrack Interferometric SAR Data[R]. Technical Memorandum DRDC Ottawa Canada, 2003.

[7] 岳海霞. 合成孔径雷达回波信号模拟研究[D]. 博士论文, 2005.

An Adaptive Channel Balancing Method for Airborne Two Channel SAR/GMTI System Based on DPCA Technique

ZHANG Huan-sheng^{1,2}, ZHENG Ming-jie¹, YANG Ru-liang¹, QI Hai-ming^{1,2}

(1. *Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China;*

2. *Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*)

Abstract: Airborne SAR/GMTI system based on DPCA technique has tight limitations on the velocity of platform, PRF, and the phase and amplitude characteristics of two apertures and receive channels. Any error induces the dissatisfaction of DPCA conditions and the decline of system performance. This paper analyzes the signal model, proposes an adaptive channel balancing method, gives the channel balancing flow and analyzes the performance of this channel balancing method. This method makes the phase and amplitude characteristics precisely matched in the sense of Least Square, then reduces the requirement for DPCA conditions. This technique is based on a two-dimensional frequency domain approach which implies that the data sequences received by radar are sufficiently long. The performance of this technique depends on the Signal Clutter Ratio(SCR).

Key words: Synthetic aperture radar(SAR), Ground moving target indicator (GMTI), Displaced phase center antenna(DPCA), Least square estimate (LSE)