机载多通道雷达 DPCA 误差补偿及稳健的杂波抑制

刘向阳[1,2],廖桂生[1],杨志伟[1],曲 毅[3],朱圣棋[1]
(1. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室,陕西西安 710071;
2. 西安通信学院,陕西西安 710106; 3. 武警工程学院通信工程系,陕西西安 710086)

摘 要: 在实际的机载多通道雷达系统中,由于存在系统幅相误差和载机的非平稳运动,DPCA 条件很难满足而导致杂波抑制性能下降. 本文通过预滤波处理补偿了载机的运动误差,同时保证了运动目标信号的损失尽可能小,进而可以采用传统的自适应 DPCA 技术补偿系统的幅相误差. 然而,当样本中存在强的运动目标时,自适应 DPCA 的权值估计偏差较大导致杂波抑制性能下降. 针对该问题,从最大信噪比准则出发,提出了稳健的两通道自适应 DPCA 杂波抑制方法. 在性能分析中,研究了预滤波对运动目标的影响,给出了预滤波后运动目标的相消曲线. 最后通过实测数据和仿真目标实验,验证了本文方法的有效性.

关键词: 机载多通道雷达; 误差补偿; DPCA; 杂波抑制; 目标响应曲线
中图分类号: TN957 **文献标识码**: A **文章编号**: 0372-2112 (2009) 09-1982-07

DPCA Error Compensation and Robust Clutter Suppression for Multi-Channel Airborne Radar

LIU Xiang-yang[1,2], LIAO Gui-sheng[1], YANG Zhi-wei1, QU Yi[3], ZHU Sheng-qi[1]
(1. *National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi* 710071, *China*;
2. *Xi'an Communication College, Xi'an, Shaanxi* 710106, *China*;
3. *Department of Communication Engineering, Engineering College of Armed Police Force, Xi'an, Shaanxi* 710086, *China*)

Abstract: In the actual system for multi-channel airborne radar, the DPCA requirement is difficult to be satisfied and thus the performance of clutter suppression is degraded, because the amplitude/phase errors of the system and the nonsteady movement of the aircraft cannot be avoided. The prefilter technique is proposed to compensate the movement errors of the aircraft, and it guarantees that the loss of the signal of moving targets be as little as possible. Subsequently, the traditional adaptive DPCA technique can be used to compensate the amplitude and phase errors of the system. Unfortunately, when there exist strong moving targets in the samples, the adaptive weight evaluated deviates from the optimum weight greatly, and thus the performance of clutter suppression is degraded. To deal with this problem, a robust dual-channel adaptive DPCA method for clutter suppression is proposed based on the criterion of maximum signal-to-noise ratio. Then we analyze the influence of the prefilter on the moving targets, and provide the cancellation curve of the moving targets after the prefilter processing. Finally, the effectiveness of the method proposed is validated by the experiments of measured data and simulated targets.

Key words: multi-channel airborne radar; error compensation; DPCA; clutter suppression; curve of target response

1 引言

在机载多通道地面运动目标检测(GMTI)雷达系统中,载机运动导致地杂波谱展宽,慢速运动目标淹没在强地杂波中. 因此,只有抑制地杂波才能有效的检测慢速运动目标. 相位中心偏置天线(DPCA)技术是一种简单,且理论上十分有效的多通道雷达杂波抑制技术. 经过数十年的发展,该技术已被部分现役雷达所采用. 但是,它要求相位中心间距、脉冲重复频率和载机速度必须满足严格的限制条件[1,2]. 在实际系统中,受运动气流的影响和我国工业技术的限制,运动和系统误差导致这一限制条件很难满足. 如果不补偿该误差,其实际性能和理论性能会有较大的差距.

文献[3~5]利用分段插值技术来补偿系统的运动误差,如二次插值、三次样条插值等. 该插值方法在载机速度和相位中心间距精确估计、插值精度足够高和插值算法优化选择的条件下,可以取得较好的补偿效果,并保证了数据的连续性和光滑性. 但是,该技术主要存在

收稿日期:2008-11-28;修回日期:2009-06-18
基金项目:国家自然科学基金(No. 60736009,60825104)

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

以下两个问题:第一,可能造成目标信号的损失. 从滤波的角度来看,该方法相当于利用时变滤波器对数据进行非线性滤波. 该滤波器的滤波特性和实际数据有关,是否增强或抑制了目标信号需要根据实际数据而定. 第二,补偿效果的好坏与插值精度和算法有关. 插值精度越高,补偿效果越好,同时计算量会相应的增大,不便于工程应用. 文献[4]指出,插值精度达到 0.01 象素级时能够满足杂波相消的条件. 可见,插值的运算量是十分巨大的. 而且,插值算法也是十分关键的. 简单的插值不但不会改善反而会恶化杂波抑制的性能,复杂的算法又会相应的增加计算量. 因此,在选取插值精度和算法时,需要折中考虑运算量和补偿效果这两个因素.

文献[6～8]通过二维滤波对数据进行预处理,完成了距离向和方位向杂波数据的误差补偿和均衡,保证了杂波信号可以有效的对消. 该技术主要存在以下两个问题:第一,可能造成目标信号的损失. 由于该滤波器是利用杂波的特征估计的,只能保证杂波尽可能的相消,没有考虑该滤波器对运动目标的影响. 实验发现,该滤波器通常不是全通的,并且相位响应是非线性的. 由于目标信号和杂波的多普勒频带不同,该滤波器会导致部分速度的目标的能量损失和相位变化,以至在后续处理时无法对目标信号进行有效的积累. 而且,该相位变化是否会影响目标信号的相消和运动参数的估计,至今无人得出详细的结论和实验验证. 第二,补偿效果的好坏与二维滤波器的阶数和样本的数量有关. 在样本足够多的情况下,较高阶数的二维滤波器可以保证较好的补偿效果和对消性能,但估计该滤波器的运算量和需要的样本数会相应的增大. 因此,该方法需要折中考虑运算量、样本数和补偿效果这三个因素.

在实际的机载多通道 GMTI 系统中,误差主要包括通道间的幅相误差、频率响应误差和平台不稳定引起的运动误差. 文献[9]提出了基于回波数据的补偿频率响应误差的通道均衡方法,该方法同时完成了通道间回波数据的距离向配准,并补偿了通道间的部分幅相误差. 另外,当平台航迹和通道的排列不平行时,通道间会存在水平基线和垂直基线误差. 对于机载系统而言,通道间的垂直基线很小,该误差等价于一个相位误差,在通道均衡时会一并补偿掉. 即使该相位误差补偿不完全,在后续稳健的两通道杂波抑制中,该误差也会被补偿掉. 因此,本文的 DPCA 误差补偿主要是指水平基线误差的补偿.

作者认为,如果能够通过预滤波处理,利用不满足 DPCA 条件下的杂波信号恢复出满足 DPCA 条件下的杂波信号,就可以直接利用 DPCA 技术进行杂波抑制. 因此,运动补偿的问题转化成,能否恢复出满足 DPCA 条件下的杂波信号? 如何恢复? 如果能够恢复出满足 DPCA 条件的杂波信号,该滤波器能否保证运动目标信号不损失或损失尽可能小? 该滤波器对运动目标信号有哪些改变? 以上几个问题都是本文待研究的主要内容.

2　预滤波技术

以机载双通道雷达为例,该系统工作在正侧视条带合成孔径雷达(SAR)模式,脉冲重复频率记为 PRF. 在短时间内,载机速度近似恒定,记为 v. 两通道相位中心沿航迹向分量的长度为 d. 根据等效相位中心原理,两通道等效相位中心间距为 $d/2$,其在沿航迹向采样的空间位置如图 1 所示. 如果可以由通道 2 在真实采样位置的杂波信号恢复出其在虚拟采样位置的杂波信号,后续补偿幅相误差后就可以直接相消来抑制杂波. 显然,通道 2 的虚拟采样位置可以由其真实采样位置空间平移得到. 根据时空等效原理,空间平移等效于时间延时. 因此,通道 2 在虚拟采样位置的信号等效于其在真实采样位置信号的延时信号. 根据采样定理,如果采样频率大于信号带宽(回波为复信号),延时信号可以由原信号通过延时滤波器恢复. 对于 SAR 而言,如果只考虑主瓣杂波(主瓣杂波占总杂波的绝大部分能量),其杂波带宽小于脉冲重复频率. 因此,利用延时滤波器,可以由通道 2 在真实位置的杂波信号恢复其在虚拟位置的杂波信号.

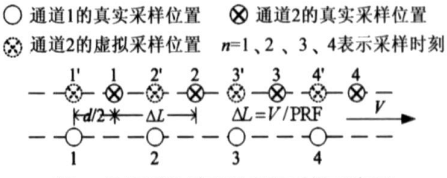


图1　机载两通道雷达空间采样示意图

那么,对于目标信号呢? 由于运动目标存在径向速度,目标信号的频谱不同于杂波信号的频谱,可能扩散到所有的频率. 如果所有目标的信号和杂波信号全部考虑,其带宽远大于脉冲重复频率. 因此,延时滤波器不能同时恢复目标信号和杂波信号. 为了后续直接相消就可以抑制杂波,我们仍通过延时滤波器恢复杂波信号,而后研究目标信号的相消特性. 为了使目标信号的损失尽可能小,该延时滤波器必须是全通的. 同时,为了后续 SAR 处理时目标信号能有效积累,该滤波器的相位响应必须是线性的. 因此,该延时滤波器为全通的线性相位滤波器,其理想的传输函数 $H_d(j\omega)$ 为

$$H_d(j\omega) = e^{-j\omega\Delta t}, |\omega| \le \pi \qquad (1)$$

其中,$\Delta t = \frac{d}{2v}\mathrm{PRF}$,$\omega$ 表示数字角频率. 我们将此滤波器简称为全通线性滤波器. 如果杂波信号的多普勒中心

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

不为零,该滤波器需要加上一个固定相位项.即使该相位项没有补偿或补偿有误差,第四节中稳健的 DPCA 方法也可以补偿该固定项.

在实际的数据处理中,天线相位中心间距和载机速度随雷达工作环境的变化而变化.如果使用系统标称的速度和相位中心间距来设计该滤波器,无法达到最好的效果.本文在处理时,首先利用类似于文献[10]中估计相位中心间距的方法来估计数字延迟时间 Δt,然后再设计该滤波器.

运动目标的信号可能扩散到所有的频率,因此,除了研究该滤波器在主区间[- PRF/2, PRF/2]上的频率特性外,滤波器在其它频率点处的频率特性对运动目标的影响也是我们关注的焦点.下面,我们分析该理想滤波器对动目标信号的影响.如果要完全无损失的恢复出虚拟位置处的杂波和全部目标信号,所需滤波器的传输函数应该为

$$H(\mathrm{j}\omega) = \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{f}{\mathrm{PRF}}\Delta t},\ -\infty \le f \le +\infty \qquad (2)$$

其中,f 表示模拟频率,我们将该滤波器称为完全恢复滤波器.可见,两个滤波器的幅频响应在所有频率恒为 1,因此,下面主要分析这两个滤波器的相频响应.

取 $\Delta t = 2.5$,由序列傅立叶变换的周期性可知,全通线性滤波器在全频段的相频响应如图 2 虚线所示(为了清楚表示,滤波器的相位响应使用了解缠绕后的相位).而完全恢复滤波器的相频响应如图 2 实线所示.可见,该全通线性滤波器和完全恢复滤波器的相位响应在大多数频段有较大的差异,如图 3 所示.该相位差表示为

$$\Delta\varphi = 2\pi * n * \Delta t,\ -\infty < f < +\infty \qquad (3)$$

其中,$n = \lfloor f/\mathrm{PRF} + 0.5 \rfloor$,$\lfloor x \rfloor$表示取不大于 x 的最大整数.

图 2 和图 3 表明,对于频谱在主区间[- PRF/2, PRF/2]上的信号,通过该全通线性滤波器,可以由其在真实位置处的信号完全恢复其在虚拟位置处的信号;对于频谱在其它区间上的信号,该全通线性滤波器恢复的信号等于其在虚拟位置处的信号乘以一个固定相位项,该相位如式(3)所示.对于主瓣杂波,其杂波谱位于主区间内,因此可以完全恢复其在虚拟位置处的杂波信号.对于目标信号,如果其频谱全部位于主区间内,也可以恢复该目标在虚拟位置处的目标信号;如果其频谱不在主区间内,该滤波器恢复的该部分信号等于其在虚拟位置处的信号乘以一个固定相位项.

由式(3)可知,该相位项不仅和载机速度、相位中心间距有关,还与系统的脉冲重复频率有关.由此,我们猜测目标信号的相消特性不仅和载机速度、相位中心间距有关,还与脉冲重复频率有关,该结论有待下一节中论证.由于该滤波器为全通滤波器,因此,滤波前后回波的杂噪比、信杂比不变.

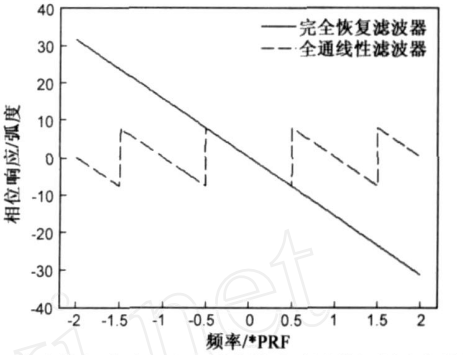


图2 完全恢复滤波器和全通线性滤波器的相频响应特性

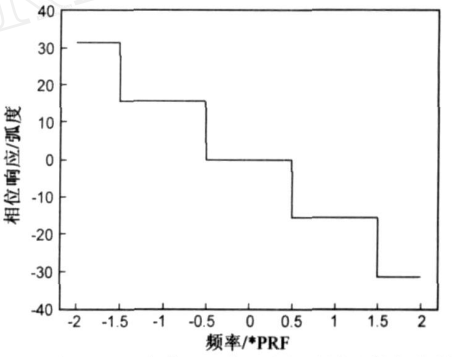


图3 完全恢复滤波器和全通线性滤波器的相位差

3 预滤波后目标相消性能分析

为了方便分析,假设 SAR 的距离向分辨率足够低,以至于快速目标在合成孔径时间内不存在跨距离单元走动的问题.在合成孔径时间内,目标的方位向信号可以看作高时宽带宽积的线性调频信号.与静止杂波不同的是,目标方位向信号的多普勒中心不为零.设目标的径向速度为 V_r,两通道目标方位向信号 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 可以表示为

$$s_2\left(t - \frac{d}{2v}\right) = s_1(t)\exp\left(\mathrm{j}\frac{2\pi V_r d}{\lambda v}\right),\ |t| < T/2 \qquad (4)$$

其中,t 表示慢时间,λ 表示波长,T 表示目标的合成孔径时间.

根据线性调频信号的时频耦合特性,式(4)的频域形式表示为

$$S_2(f) = S_1(f)\exp\left(\mathrm{j}\frac{\pi f d}{v}\right)\exp\left(\mathrm{j}\frac{2\pi V_r d}{\lambda v}\right),\quad \left|f - \frac{2V_r}{\lambda}\right| < \frac{B_d}{2} \qquad (5)$$

其中,$S_1(f)$ 和 $S_2(f)$ 表示两个通道中目标信号的频谱,B_d 表示目标信号的带宽.

用该全通线性滤波器对通道 2 进行预滤波处理,预滤波后的通道 2 的目标信号表示为

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$$S_2'(f) = S_1(f)\exp\left(\mathrm{j}\frac{2\pi V_r d}{\lambda w} - \mathrm{j}\Delta\phi\right), \quad \left|f - \frac{2V_r}{\lambda}\right| < \frac{B_d}{2} \tag{6}$$

目标信号方位向压缩时,补偿掉目标信号的二次相位项,并完全相干积累. 然后,补偿幅相误差后直接相消进行杂波抑制,相消后的目标信号表示为

$$S_{21} = S_1(0)\int_{2V_f/\lambda - B_d/2}^{2V_f/\lambda + B_d/2}\left[\exp\left(\mathrm{j}\left(\frac{2\pi V_r d}{\lambda w} - \Delta\phi\right)\right) - 1\right]\mathrm{d}f \tag{7}$$

因此,相消前后目标信号的相消比为

$$I(V_r) \triangleq \frac{S_{21}}{S_1} = \frac{1}{B_d}\int_{2V_f/\lambda - B_d/2}^{2V_f/\lambda + B_d/2}\left[\exp\left(\mathrm{j}\left(\frac{2\pi V_r d}{\lambda w} - \Delta\phi\right)\right) - 1\right]\mathrm{d}f \tag{8}$$

其中,S_1 表示通道 1 中目标信号相干积累后的能量. 可见,目标信号的相消比不仅和载机速度、相位中心间距有关,还与脉冲重复频率有关. 而且,目标信号的相消比是目标速度的周期函数,其周期为 0.5λPRF.

设目标信号的多普勒带宽为 400Hz,脉冲重复频率为 1000Hz,波长为 0.03,$\Delta t = 2.5$. 则目标信号的相消比曲线如图 4 所示.

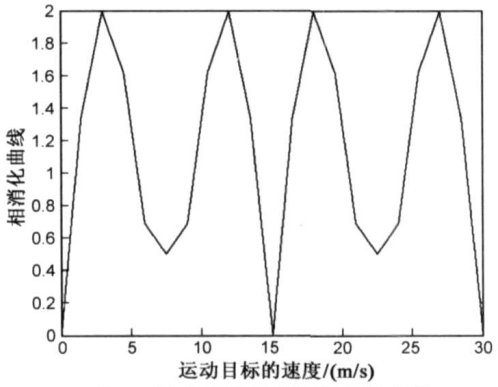


图4　运动目标信号的相消比曲线

对于静止目标,由式(3)和(8)可得,$I = 0$,实现了静止杂波的抑制.

如果该系统满足 DPCA 条件,即 Δt 为整数,则 $\Delta\phi$ 为 2π 的整数倍. 因此,式(8)可以改写为

$$I = \exp\left(\mathrm{j}\frac{2\pi V_r d}{\lambda w}\right) - 1 \tag{9}$$

该结果与两脉冲相消的结果相同.

在 SAR 距离向分辨率较高的情况下,快速运动目标会存在跨距离单元走动的现象. 如果不校正目标的距离走动,无法实现目标信号的完全相干积累. 在这种情况下,每个距离门只包含目标部分频率的信号. 因此,每个距离门的信号是部分信号相干积累的结果. 根据目标信号实际的频率区间,修改式(8)的积分区间,仍然可以计算出正确的目标相消比.

4　稳健的两通道自适应 DPCA

经过通道均衡[9]和 DPCA 误差补偿后,通道间的幅相误差可能仍是存在的. 只有补偿掉该误差才能有效的抑制杂波,因此,自适应杂波抑制是十分必要的. 常见的自适应杂波抑制是基于最小均方误差准则的,其最优权对应于杂波和噪声的协方差矩阵 R_{CN} 的最小特征值对应的特征向量. 在估计自适应权时,样本数通常是有限的. 在有限样本下估计杂波和噪声的协方差矩阵时,如果样本中存在若干强的运动目标,会得出包含目标信号的协方差矩阵的错误估计,导致杂波抑制性能下降和目标信号的相消. 存在以上问题的主要原因是,目标信号的功率太高. 因此,对该杂波抑制方法而言,样本的选取是十分重要的. 下面,从最大信杂噪比准则出发,给出一种有限样本下稳健的两通道自适应 DPCA 方法.

假设两通道存在固定的幅相误差 $A\exp(\mathrm{j}\phi)$,且两通道的杂噪比、信杂比完全相同. 两通道自适应相消器的输入 X 和自适应权 W 用向量表示为

$$\mathrm{X} = [(S + C + N_1)\,A\exp(\mathrm{j}\phi),\ S\exp(\mathrm{j}\psi) + C + N_2]^{\mathrm{T}}$$
$$\mathrm{W} = [1, w_2] \tag{10}$$

其中,S 和 C 表示目标信号和杂波信号;N_1、N_2 表示两通道的噪声,$\exp(\mathrm{j}\psi)$ 表示目标信号的相位变化. 则输出的 SCNR 为

$$\mathrm{SCNR} = \frac{\sigma_S^2 \mathrm{W}^{\mathrm{H}} \mathrm{R}_S \mathrm{W}}{\sigma_C^2 \mathrm{W}^{\mathrm{H}} \mathrm{R}_{CN} \mathrm{W}} \tag{11}$$

其中,σ_S^2 和 σ_C^2 表示目标信号和杂波的功率.

$$\mathrm{R}_S = \begin{bmatrix} |A|^2 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{12}$$

$$\mathrm{R}_{CN} = \begin{bmatrix} |A|^2(1 + \mathrm{CNR}^{-1}) & A\exp(-\mathrm{j}\phi) \\ A\exp(\mathrm{j}\phi) & (1 + \mathrm{CNR}^{-1}) \end{bmatrix} \tag{13}$$

由瑞利商定理可知,使式(11)达到最大值的向量 W_{opt} 是矩阵 $\mathrm{R} = \mathrm{R}_S^{-1}\mathrm{R}_{CN}$ 的最小特征值对应的特征向量. 矩阵 R 的最小特征值对应的特征向量为

$$\mathrm{W}_{opt} = [1, A\exp(\mathrm{j}\phi)]^{\mathrm{T}} \tag{14}$$

常见的最优权估计中,其幅度和相位误差是特征分解得到的,即同时估计的. 当样本中存在强目标时,其估计的幅度误差偏离真实值比较小,而强目标的幅度干扰了相位误差的估计,导致估计的相位误差偏离真实值较大,杂波抑制性能下降. 为了减弱强目标的影响,我们采取幅度和相位分开估计的方法. 其估计值分别为

$$\hat{A} = \sqrt{\frac{E[|x_1|^2]}{E[|x_2|^2]}}\exp(\mathrm{j}\hat{\phi}) = E[\exp(\mathrm{j} * \mathrm{angle}(x_1 x_2^*))] \tag{15}$$

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

由式(10)可知,两通道信号的幅度比等于两通道的幅度误差,因此上式可以得到两通道幅度误差的稳健估计. 当样本中存在若干运动目标时,上式在估计相位误差时去掉了强目标的幅度信息. 因此,只要样本的数量远大于运动目标的数量,上式中相位的估计趋近于通道间的相位误差. 可见,在样本受污染的情况下,该方法仍然可以稳健的估计出自适应权.

5 实验结果

为了验证以上方法的正确性,采用实测数据加仿真目标进行实验,其中 Δ_t 的估计值为 2.5. 下面,我们利用窗函数法设计该全通线性相位滤波器. 式(1)对应的单位采样响应 $h_d(n)$ 为

$$h_d(n) = \frac{\sin(\pi(n-\Delta_t))}{\pi(n-\Delta_t)} \tag{16}$$

由上式可知,如果 Δ_t 为整数,即满足 DPCA 条件,该单位采样响应 $h_d(n)$ 是有限长的;否则,该响应将是无限长且非因果的. 为了构造一个长度为 N 的全通线性相位滤波器,只需要将 $h_d(n)$ 截取一段,并保证截取的一段关于 $(N-1)/2$ 对称. 取 $N=21$,则该滤波器的单位采样响应 $h(n)$ 和频率响应特性 $H(j\omega)$ 如图 5 所示. 可见,在数字频率等于 ± 0.5 附近,滤波器的幅度响应很小,且相位响应也是非线性的. 因此,该频率处的目标信号会有所损失,且在后续处理时无法进行有效积累. 如果该滤波器是有限长的,这种情况是无法避免的.

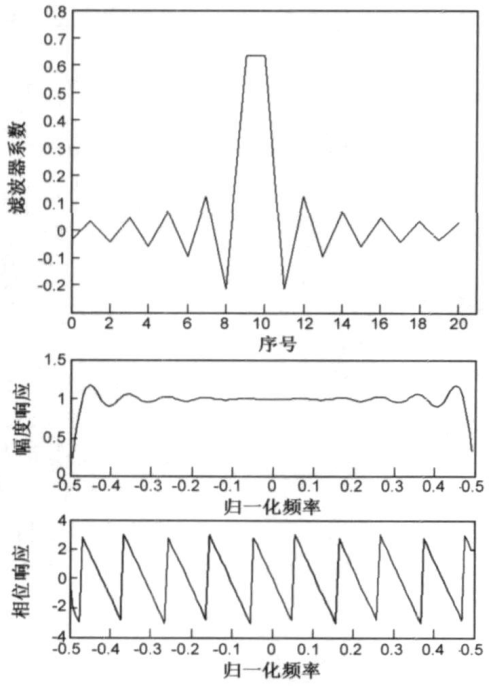


图5 有限长的全通线性相位滤波器的单位采样响应和频率响应特性

我们从实测数据中选取了一段距离压缩后的回波数据,距离向包含 700 个距离门,方位向包含 60 个脉冲. 首先采用文献[9]的方法对通道 2 的数据进行了通道均衡,然后分别采用分段线性插值、三次样条插值和预滤波三种方法对通道 2 的数据进行方位向处理,方位向处理前后两通道数据的相关系数如图 6 所示. 其中,每个脉冲的相关系数是全部 700 个距离门的数据统计平均的结果. 可见,预滤波处理和三次样条插值的性能较好,两通道方位压缩前回波数据的相关系数已经达到 0.96,而分段线性插值方法的性能比以上两种方法较差.

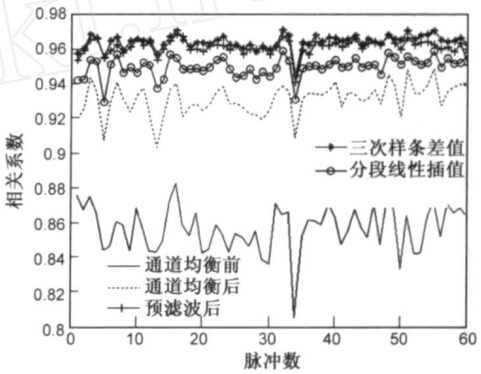


图6 预滤波和均衡前后两通道回波的相关特性

选取实测数据中预滤波后的 1024 个脉冲的数据进行 Dechirp 成像[14,15],通道 1 的部分图像如图 7 所示. 可见,杂波的分布很不均匀. 在有建筑物的地方,杂波很强;而路面的杂波又很弱. 由于杂波带宽约 450Hz,而脉冲重复频率为 1000Hz,因此,与成像前脉冲的杂噪比相比,Dechirp 成像后主瓣杂波对应的图像的杂噪比会大约相应的提高 3dB,相关系数也相应的提高为约 0.98. 如果基于最大信噪比准则对 Dechirp 成像后的主瓣杂波进行杂波抑制,其总的杂波相消比为[16]

$$I_c = \frac{1}{2(1-\rho)} \tag{17}$$

其中,ρ 表示杂波和噪声的相关系数.

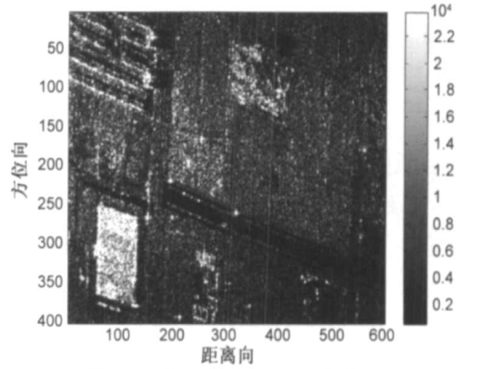


图7 通道1的部分Dechirp图像

图 8 和 9 分别给出了传统的不加样本选取的自适

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

应 DPCA 相消后的图像和本文所提的稳健的自适应 DPCA 相消后的图像. 在估计自适应权时,每个方位向的全部距离门都作为样本估计一个最优权,用此权对这个方位向的全部距离门相消. 可见,在某些方位向,样本中包含了强的目标信号,不加样本选取的自适应 DPCA 相消的结果很差,杂波剩余较强;而本文所提的稳健的自适应 DPCA 方法仍然可以得到较好的相消结果. 杂波相消后,在图上仍可以看到若干亮点,这些亮点包括强散射的建筑物残留和非合作的运动目标,有待于进一步检测和分析. 另外,杂波相消前的图像中,可以明显地区分出路面、建筑物和农田;杂波相消后,杂波剩余几乎接近同一水平,说明了杂波相消的有效性.

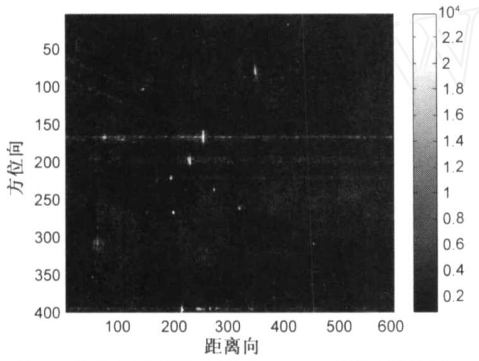


图8　常见的两通道自适应DPCA相消后的图像

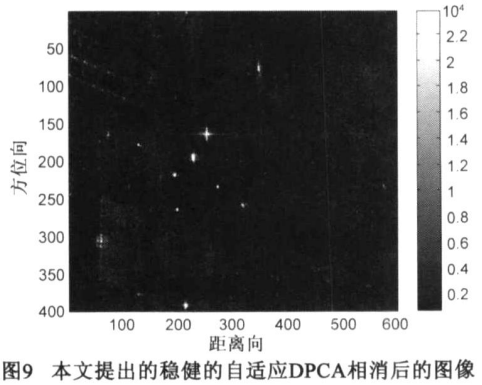


图9　本文提出的稳健的自适应DPCA相消后的图像

下面,我们利用在实测数据中注入运动目标信号的方法来检验目标信号的相消特性,其中,目标信号的多普勒带宽为 400Hz,脉冲重复频率为 1000Hz. 我们给出了一个周期的目标信号的相消曲线,如图 10(*a*) 所示. 其中,实线表示实测的相消曲线,虚线为理想情况下用式(8) 计算的理论曲线. 由于实际滤波器的响应曲线在 ±500Hz 处和理论滤波器有较大的差异,如果目标信号中包含该频段的信号,则实际响应和理论结果有较大的差异;否则,实际响应和理论计算基本是相同的. 而且,该差异只能尽量缩小,无法避免. 为了使目标信号能够相干积累,在仿真目标信号时,我们降低了距离向分辨率.

由目标相消比和杂波相消比,可以得出利用杂波估计的固定权进行相消的信杂比改善曲线,如图 10(*b*) 实线所示. 实际情况下,我们也可以利用杂波和目标信号进行最优自适应杂波相消,其对应的信杂比改善曲线如图 10(*b*) 中星号所示. 可见,在当前特定的实验环境中,固定权自适应相消的信杂比改善逼近于最优自适应相消的信杂比改善.

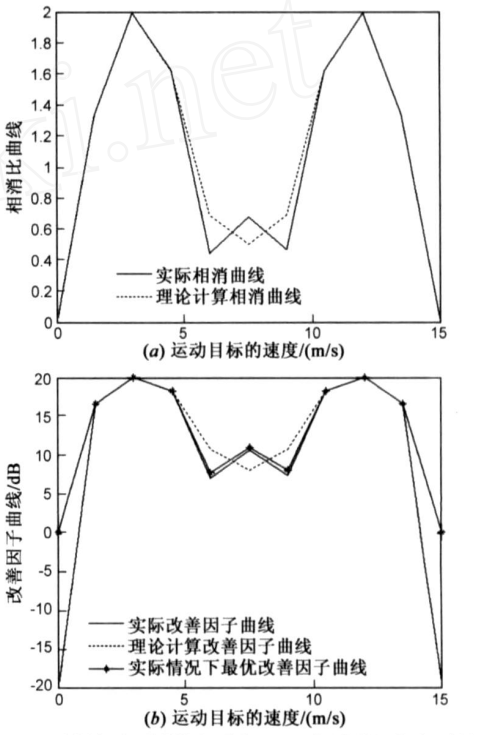


图10　预滤波后两通道自适应DPCA相消的目标相消比和信杂比改善曲线

6　结论

本文通过预滤波处理,补偿了系统误差和载机的非平稳运动,进而可以采用 DPCA 技术进行杂波抑制. 针对强运动目标可能污染样本的问题,从最大信噪比准则出发,提出了稳健的两通道自适应 DPCA 杂波抑制方法. 理论和实验结果表明,在两通道间距和载机速度一定的情况下,预滤波后目标信号的相消曲线不仅与相位中心间距、载机速度和目标的速度有关,还与脉冲重复频率有关. 因此,在设计机载多通道雷达运动目标检测系统时,针对感兴趣的目标信号,优化选择脉冲重复频率也是十分必要的.

参考文献:

[1] 王永良,陈建文,吴志文. 现代 DPCA 技术研究[J]. 电子学报,2000,28(6):118 - 121.
Wang Yong-liang, Chen Jian-wen, Wu Zhi-wen. Research on

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

Modern DPCA techniques[J]. Acta Electronica Sinica,2000,28(6):118 - 121. (in Chinese)

[2] 王永良,彭应宁. 空时自适应信号处理. [M] 北京:清华大学出版社,2000.
Wang Yong-liang, Peng Yingning. Space-Time Adaptive Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press,2000. (in Chinese)

[3] 张英,李景文. 基于 DPCA 的机载 SAR-MTI 系统误差分析及补偿方法研究[J]. 电子学报,2003,31(12):2031 - 2034.
Zhang Ying, Li Jingwen. System error analysis and calibration method for airborne SAR-MTI system based on DPCA technique[J]. Acta Electronica Sinica,2003,31(12):2031 - 2034. (in Chinese)

[4] 郑明洁,杨汝良. 一种改进的 DPCA 运动目标检测方法[J]. 电子学报,2004,32(9):1429 - 1432.
Zheng Ming-jie, Yang Ru-liang. An improved DPCA moving targets detecting algorithm[J]. Acta Electronica Sinica,2004,32(9):1429 - 1432. (in Chinese)

[5] 胡磊,李景文. 基于 DPCA 的机载 SAR 系统运动误差及其补偿[J]. 雷达科学与技术,2006,4(4):218 - 222.
Hu Lei, Li Jingwen. Calibration of movement error of airborne SAR system based on DPCA technique[J]. Radar Science and Technology,2006,4(4):218 - 222. (in Chinese)

[6] 吕孝雷,苏军海,邢孟道,张守宏. 三通道 SAR-GMTI 误差校正方法的研究[J]. 系统工程与电子技术,2008,30(6):1037 - 1042.
Lv Xiaolei, Su Junhai, Xing Mengdao, Zhang Shouhong. Study on the error calibration method for tri-channel SAR-GMTI[J]. Systems Engineering and Electronics,2008,30(6):1037 - 1042. (in Chinese)

[7] 张焕胜,郑明洁,杨汝良,祁海明. 一种机载双通道 SAR/GMTI 自适应通道均衡方法的研究[J]. 遥感技术与应用,2007,22(5):642 - 647.
Zhang Huan-sheng, Zheng Ming-jie, Yang Ru-liang, QI Haiming. An adaptive channel balancing method for airborne two channel SAR/GMTI system based on DPCA technique[J]. Remote Sensing Technology and Application,2007,22(5):642 - 647. (in Chinese)

[8] 赵迎辉,刘畅,王岩飞. 基于 Range-Doppler 域相位补偿的 ATI/DPCA 数据配准方法[J]. 电子与信息学报,2008,30(2):318 - 321.
Zhao Ying-hui, Liu Chang, Wang Yan-fei. Data co-registration via phase compensation in range-doppler domain for ATI/DPCA system[J]. Journal of Electronics & Information Technology,2008,30(2):318 - 321. (in Chinese)

[9] 刘向阳,周争光,廖桂生,毛志杰. 一种基于回波数据的机载雷达通道均衡的方法[J]. 电子学报,2009,37(3):658 - 663.
Liu Xiangyang, Zhou Zhengguang, Liao Guisheng, Mao Zhijie. A method for channel equalization based on echo data in airborne radar[J]. Acta Electronica Sinica,2009,37(3):658 - 663. (in Chinese)

[10] 杨志伟. 机载/星载正侧视阵列雷达 GMTI 研究[D]. 西安:西安电子科技大学博士论文,2008.
Yang Zhiwei. Research on GMTI for Airborne/Spaceborne Side-Looking Multi-Channel Radar System[D]. Xi'an: Xidian University,2008. (in Chinese)

[11] M. Soumekh, B. Himed. SAR-MTI processing of multi-channel airborne radar measurement (MCARM) data[A]. IEEE International Radar Conference[C]. Piscataway, N J, USA: IEEE Publishing,2002. 24 - 28.

[12] M. Soumekh. Signal subspace fusion of uncalibrated sensors with application in SAR and diagnostic medicine[J]. IEEE Trans on Imaging Processing,1999,8(1):127 - 137.

[13] A. Freeman, A. Currie. Synthetic aperture radar (SAR) images of moving targets[J]. GEC Journal of Research,1987,5(2):106 - 115.

[14] L G. Cumming, F H Wong. 洪文,胡东辉译. 合成孔径雷达成像 —算法与实现[M]. 北京:电子工业出版社,2007.

[15] 李景文. 合成孔径雷达动目标检测与成像[D]. 北京:北京航空航天大学博士论文,1999.
Li Jingwen. Synthetic Aperture Radar Moving Target Detection and Imaging[D]. Beijing: Beihang University,1999. (in Chinese)

[16] H Urkowitz. The effect of antenna pattern on the performance of dual-antenna radar airborne moving target indicators[J]. IEEE Trans on ANE,1964,11(12):218 - 223.

作者简介:



刘向阳 男,1982 年生于河北石家庄. 2004 年在西安通信学院获得工学学士学位并留校工作. 同年,考取了西安电子科技大学信号与信息处理专业硕博连读研究生. 研究方向:信号仿真和运动目标检测.
E-mail: xiangyangliu@mail.xidian.edu.cn.



廖桂生 男,1963 年生于广西桂林. 1990 年和 1992 年分别获西安电子科技大学计算机软件专业工学硕士和信号与信息处理专业博士学位. 现为信号与信息处理学科博士生导师,IEEE 会员. 在国内外主要学术刊物上发表论文 100 余篇. 目前主要研究方向为阵列信号处理、空时自适应信号处理和运动目标检测.
E-mail: gsliao@xidian.edu.cn.

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net