

基于波束域分块 RDLMS 的机载外辐射源雷达杂波对消算法

杨鹏程^{*①②③} 吕晓德^{①②} 刘 宇^{①②③} 柴致海^{①②③} 张 丹^{①②③}

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(微波成像技术国家级重点实验室 北京 100190)

^③(中国科学院大学 北京 100049)

摘 要: 针对机载外辐射源雷达多普勒展宽的杂波对消问题, 该文首先从降低计算量的角度出发, 提出了波束域分块 RDLMS 算法。通过波束形成降低了多普勒维对消阶数, 通过分块减小了迭代次数并可以利用 FFT 快速实现。分析表明, 所提算法能够大幅降低杂波对消的计算量, 为实时处理提供了支撑。其次, 在处理性能方面, 由于算法对所有滤波器系数采用相同的步长, 当杂噪比较高时会有较大的对消残余; 根据系数比例自适应算法的思想, 该文提出了改进算法, 对不同的滤波器系数采用不同的步长, 步长的大小与滤波器系数的对数成正比。仿真表明, 改进算法使杂波对消残余降低了 1.3 dB, 对消性能接近理想。

关键词: 机载外辐射源雷达; 杂波对消; 分块 RDLMS; 波束域; 步长矩阵

中图分类号: TN958.97

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)04-0960-08

DOI: 10.11999/JEIT160595

Clutter Cancellation Algorithm for Airborne Passive Radar Based on Block RDLMS in Beam Domain

YANG Pengcheng^{①②③} LÜ Xiaode^{①②} LIU Yu^{①②③} CHAI Zhihai^{①②③} ZHANG Dan^{①②③}

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(National Key Laboratory of Science and Technology on Microwave Imaging, Beijing 100190, China)

^③(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: For the cancellation of Doppler-spreading clutters of airborne passive radar, firstly, Block RDLMS in beam domain is proposed in order to reduce computational load. In the proposed algorithm, the order of cancellation in Doppler dimension is reduced by beamforming, and the iteration of adaptive processing is reduced by data segmenting, while FFT can be employed. It is verified that the proposed algorithm can reduce computational load substantially, which is valuable for real-time cancellation. Secondly, the improved algorithm is developed based on the idea of proportionate adaptation. Because the same step is assigned to all weights in the proposed algorithm, there will be relatively more residual clutter when the Clutter to Noise Ratio (CNR) is higher. The improved algorithm will assign different steps proportional to the logarithm of corresponding weights. Simulations show that by using the improved algorithm the residual is reduced 1.3dB and the performance of clutter cancellation approaches the ideal case.

Key words: Airborne passive radar; Clutter cancellation; Block RDLMS; Beam domain; Step matrix

1 引言

外辐射源雷达是一种利用电视、调频广播和全球移动通信系统(GSM)等非合作辐射源作为照射源的双/多基地雷达^[1]。目前针对外辐射源雷达的研究主要集中在静止平台, 针对运动平台的外辐射源雷达研究还比较少。机载外辐射源雷达^[2-14]结合了外辐射源雷达与机载雷达的特点, 具有隐蔽性高、生存能力强、反隐身、体积小、造价低、功耗低、机动性强、受地形遮挡及地球曲率影响小的优势, 是

外辐射源雷达的一个重要发展方向。

机载外辐射源雷达由于平台运动而导致杂波多普勒展宽, 致使常规的杂波抑制算法失效。机载有源雷达一般采用 STAP 来解决杂波问题。文献[4,15]通过对机载外辐射源雷达杂波空时模型的分析指出, 外辐射源体制下直达波、强杂波的旁瓣较高, 杂波自由度增大, 会消耗大量的系统自由度, 严重降低 STAP 的性能, 因此在 STAP 之前需要先对直达波、强杂波进行抑制, 并提出了基于 LS 的杂波抑制算法。文献[16]针对移动平台外辐射源雷达杂波抑制问题, 提出先利用 ECA_B 方法抑制直达波及强

收稿日期: 2016-06-03; 改回日期: 2016-10-26; 网络出版: 2016-11-07

*通信作者: 杨鹏程 yang_peng_cheng@126.com

杂波，然后利用 STAP 抑制剩余空时耦合杂波。综合已有工作，机载外辐射源雷达杂波抑制可以分解为两步。第 1 步，近距离多普勒展宽的直达波、强杂波对消；第 2 步，利用 STAP 抑制目标所在距离单元上的杂波。

针对第 1 步，无论是基于 LS 的杂波抑制算法还是 ECA_B 算法都涉及矩阵求逆，计算量极大，难以满足实时性要求。LMS 算法以其计算复杂度低的特点被用于静止外辐射源雷达杂波对消中。通过将 LMS 算法拓展到多普勒维即 Range-Doppler LMS (RDLMS)，可以对多普勒展宽的杂波进行有效抑制。此时，总的滤波器阶数为距离维阶数乘上多普勒维阶数。对于机载平台，速度较高，杂波多普勒展宽将在几百赫兹量级，强杂波在距离上的分布也在上百个距离单元，因此 RDLMS 对消的阶数将达到几万阶。另外，考虑到机载情况下需要进行空时处理，需要对多个通道的数据进行杂波对消。因此，尽管 LMS 类算法计算复杂度低，所需的计算量仍然很大。

为降低计算量，本文从两个角度考虑，提出了波束域分块 RDLMS 算法。首先，由于杂波多普勒依赖于入射角度，因此可以通过阵列合成形成多个波束，每个波束对应的多普勒范围将远低于单个阵元的杂波多普勒范围，所需的对消阶数将同比例降低，能够在一定程度上降低计算量。另外，通过对数据分块，认为在对消过程中块内权值不变，将原先逐点更新权值改为逐块更新。一方面，减少了自适应过程的迭代次数，另一方面，块内卷积可以通过 FFT 实现，从而降低计算复杂度。

波束域分块 RDLMS 算法虽然能够大幅降低计算量，但对步长较为敏感，步长选取不当会有较大的对消残余；另外，对于杂波较强的波束，即使取到最优步长，残余仍然较大。因为对消过程中，对所有的滤波器系数采用相同的迭代步长，步长过小，强杂波对消不充分，步长过大，稳态误差较大，即使采用折中值，由于两者都未达到最优，最终对消残余依然较大；杂波越强，对消残余越大。

为提高对消性能，本文提出了改进的波束域分块 RDLMS 算法，对不同的滤波器系数设置不同的迭代步长。步长的设置借鉴系数比例自适应算法^[17]的思想，即步长的大小与对应滤波器系数的对数成正比。杂波越强，滤波器系数越大，步长越大，能够对强杂波进行充分抑制；杂波越弱，滤波器系数越小，步长越小，稳态误差越小。因此，改进算法既能对强杂波进行有效抑制，又能使整体稳态误差保持在较低水平，从而保证了对消性能。

2 信号模型

假设机载外辐射源雷达接收天线为正侧视，阵元数为 M ，阵元间距为 d ，机载平台的速度为 v 。若杂波入射角度为 θ ，则多普勒频率分别为

$$f_d = v \cos \theta / \lambda \quad (1)$$

其中， λ 为发射信号波长。 f_d 的取值在 $[-v/\lambda, v/\lambda]$ 内，且载机平台速度越大、信号波长越短，多普勒频率的取值范围越大。多普勒频率与入射角度的余弦成正比，通过控制入射角度可以达到缩小杂波多普勒范围的目的。

第 m 个阵元接收的杂波可表示为

$$S_{Clt}[m, n] = \sum_l \sum_\theta a_{l,\theta} e^{j2\pi m d \cos \theta / \lambda} S_{Emt}[n-l] \cdot e^{j2\pi n T_s v \cos \theta / \lambda} \quad (2)$$

式中， $S_{Emt}[n]$ 为发射信号， l 表示距离单元， $a_{l,\theta}$ 为第 l 个距离单元入射角为 θ 的杂波衰减因子， T_s 为采样间隔。此处，杂波表达式包含直达波。

则第 m 个阵元的接收信号可表示为

$$S_{Ech}[m, n] = S_{Clt}[m, n] + S_{Tgt}[m, n] + N_{Ech}[m, n] \quad (3)$$

其中， $S_{Tgt}[m, n]$ 、 $N_{Ech}[m, n]$ 分别表示第 m 个阵元的直达波、目标回波及噪声。

杂波 $S_{Clt}[m, n]$ 可按强度分为两部分，一部分是与目标在相同距离单元上的较弱杂波，可利用 STAP 进行抑制；另一部分是直达波、强杂波，这部分杂波功率较大，旁瓣较高，将会使 STAP 性能恶化，对消这部分杂波是本文研究的重点。

3 RDLMS 原理

RDLMS 算法原理如图 1 所示，参考信号 $x[n]$ 被调制上 P 个多普勒，分别作为 P 个阶数为 L 的自适应滤波器的参考输入，第 p 个自适应滤波器的参考输入为 $\mathbf{x}_p[n] = [x_p[n], x_p[n-1], \dots, x_p[n-L+1]]^T$ ，其中， $x_p[n] = x[n] e^{j2\pi f_{dp} n T_s}$ ， f_{dp} 为调制的多普勒频率。

若 $\mathbf{w}_p[n]$ 为第 p 个 L 阶滤波器的权向量，则误差输出为

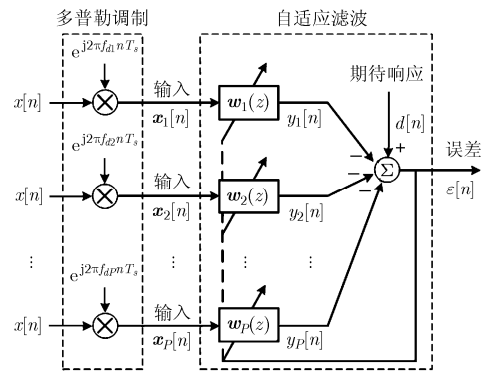


图 1 RDLMS 滤波器原理框图

$$\varepsilon[n] = d[n] - \sum_{p=1}^P y_p[n] = d[n] - \sum_{p=1}^P \mathbf{x}_p^T[n] \mathbf{w}_p[n] \quad (4)$$

权值更新公式为

$$\mathbf{w}_p[n+1] = \mathbf{w}_p[n] + \mu \mathbf{x}_p^*[n] \varepsilon[n] \quad (5)$$

式中, μ 为步长。

对于机载外辐射源雷达杂波抑制, 信号 $x[n]$ 为参考信号, 期待响应 $d[n]$ 为回波信号, 误差信号 $\varepsilon[n]$ 为对消输出信号, 所调制的多普勒频率由杂波多普勒分布决定, 滤波器阶数 L 由强杂波分布的距离范围决定。

4 波束域分块 RDLMS 算法

4.1 波束形成

通过对接收信号进行阵列合成, 形成 M 个波束, 每个波束对应的空域将被限制在较小的范围内, 根据多普勒和空域范围的对应关系, 每个波束内杂波多普勒也将成比例缩小, 从而降低了多普勒维对消阶数。

如果直接通过波束形成来进行空域分割, 则由于旁瓣较高, 强杂波所在波束可能会泄露到其他波束, 达不到将每一波束的杂波多普勒限制在较小范围内的目的。所以, 在波束形成之前, 需要先进行一定形式的加权, 将旁瓣限制在较低的水平, 使杂波不会在波束之间泄露。但是, 加权将不可避免地引起主瓣变宽而使对消阶数增加。因此, 需要对加权参数进行选择, 既能够将旁瓣进入的杂波压到噪声之下, 又不至于使主瓣过宽。下面以切比雪夫加

权为例来分析加权参数的选择。

假设阵元数为 16, 杂波从阵列法向入射, 杂噪比为 20 dB, 分别进行 30 dB 和 40 dB 切比雪夫加权, 得到的结果如图 2 所示。

图 2 中虚线为杂波加权结果, 实线为噪声加权结果。尽管杂噪比为 20 dB, 并不意味着 20 dB 的切比雪夫加权就已足够, 因为阵列合成是有增益提高的。从图 2(a) 可看出, 即使 30 dB 的加权, 依然会有高于噪声的杂波进入其他波束。将加权提高到 40 dB, 如图 2(b) 所示, 所有副瓣都在噪声之下, 但是主瓣略有展宽。此时, 主瓣宽度约占整体空域的 20%, 表明通过空域分割能够将消阶数降低约 5 倍。

在实际数据处理中, 首先粗略估计通道信杂比, 加权参数比信杂比高 20 dB 即可达到较好的副瓣抑制效果。然后, 根据加权之后的波束宽度计算出每个波束需要对消的多普勒范围。

4.2 分块 RDLMS

将期望信号划分成长度为 \hat{N} 的块向量:

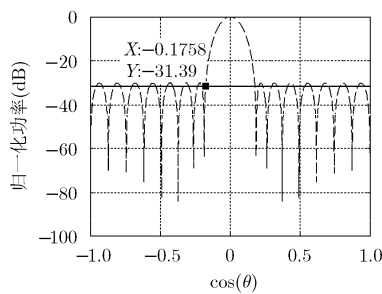
$$\mathbf{d}[k] = \left[d[k\hat{N}], d[k\hat{N} - 1], \dots, d[k\hat{N} - \hat{N} + 1] \right]^T, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (6)$$

权系数按块更新, 即在同一块内权向量不作更新, 只有在得到每块输出向量时, 才对权向量进行更新。根据式(4), 块输出信号为

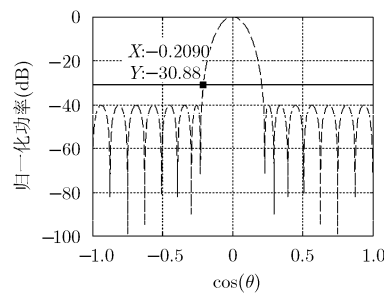
$$\varepsilon[k] = \mathbf{d}[k] - \sum_{p=1}^P \mathbf{X}_p[k] \mathbf{w}_p[k] \quad (7)$$

其中, $\varepsilon[k] = \left[\varepsilon[k\hat{N}], \varepsilon[k\hat{N} - 1], \dots, \varepsilon[k\hat{N} - \hat{N} + 1] \right]^T$ 。

$$\mathbf{X}_p[k] = \begin{bmatrix} x_p[k\hat{N}] & x_p[k\hat{N} - 1] & x_p[k\hat{N} - 2] & \dots & x_p[k\hat{N} - L + 1] \\ x_p[k\hat{N} - 1] & x_p[k\hat{N} - 2] & x_p[k\hat{N} - 3] & \dots & x_p[k\hat{N} - L] \\ x_p[k\hat{N} - 2] & x_p[k\hat{N} - 3] & x_p[k\hat{N} - 4] & \dots & x_p[k\hat{N} - (L + 1)] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_p[k\hat{N} - \hat{N} + 1] & x_p[k\hat{N} - \hat{N}] & x_p[k\hat{N} - (\hat{N} - 1)] & \dots & x_p[k\hat{N} - (\hat{N} + L - 2)] \end{bmatrix}$$



(a) 30 dB切比雪夫加权



(b) 40 dB切比雪夫加权

图 2 阵列加权

权值更新公式为

$$\mathbf{w}_p[k+1] = \mathbf{w}_p[k] + \mu \mathbf{X}_p^H[k] \varepsilon[k] \quad (8)$$

式(7)中的 $\mathbf{X}_p[k] \mathbf{w}_p[k]$ 和式(8)中的 $\mathbf{X}_p^H[k] \varepsilon[k]$ 均为可看成是信号的相关，可以通过快速傅里叶变换实现，从而进一步降低计算量。

4.3 计算复杂度分析

假设信号采样点数为 N ，距离维对消阶数为 L ，阵元数(通道数)为 M 。

(1)RDLMS 算法复乘量分析：假设多普勒维对消阶数为 L_{f1} ，根据 RDLMS 算法原理框图(如图 1)及式(4)，式(5)，复乘量由 3 部分组成，分别为多普勒调制、误差输出、权值更新。 M 个通道杂波对消所需复乘量如表 1 所示。

表 1 RDLMS 复乘量分析

多普勒调制	误差输出	权值更新	总计
MNL_{f1}	$MNLL_{f1}$	$MNLL_{f1}$	$MNL_{f1}(2L+1)$

由于 $2L \gg 1$ ，RDLMS 总的复乘量近似为

$$F_1 = 2MNLL_{f1} \quad (9)$$

(2)波束域分块 RDLMS 复乘量分析：假设波束形成之后多普勒维对消阶数为 L_{f2} ，此时复乘量由 4 部分组成，分别为波束形成、多普勒调制、误差输出、权值更新。根据式(7)，式(8)， M 个波束波对消所需复乘量如表 2 所示。

由于 $2(\log_2(L+\hat{N})+1)(L/\hat{N}+1) \gg 1+(2+\log_2M)/(2L_{f2})$ ，波束域分块 RDLMS 算法的总的复乘量近

似为

$$F_2 = 2(\log_2(L+\hat{N})+1)(1/\hat{N}+1/L)MNLL_{f2} \quad (10)$$

波束域分块 RDLMS 算法相对于 RDLMS 算法复乘量的降低倍数可表示为

$$\eta = \frac{F_1}{F_2} = \frac{L_{f1}}{L_{f2}} \frac{L\hat{N}}{(\log_2(L+\hat{N})+1)(\hat{N}+L)} = \eta_1\eta_2 \quad (11)$$

式(11)中， $\eta_1 = L_{f1}/L_{f2}$ ， $\eta_2 = L\hat{N}/((\log_2(L+\hat{N})+1)(\hat{N}+L))$ 。 η_1 为波束形成带来的计算量的降低， η_2 为分块带来的计算量的降低。

η_1 的大小与回波杂噪比及阵元数 M 有关。当 $M = 16$ ， η_1 随杂噪比的变化如图 3(a)所示。当杂噪比为 20 dB 时， η_1 随阵元数的变化如图 3(b)所示。

可见， η_1 随杂噪比的增加而降低，随阵元数的增加而提高。回波杂噪比越高，需要的加权参数越大，波束越宽，需要对消的多普勒阶数越高，计算量降低的越少。 M 越大，波束越窄，计算量降低的越多。

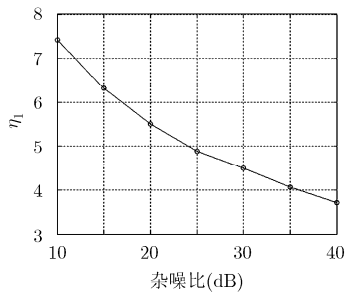
数据块长度 \hat{N} 一般取为距离维对消阶数 L ，此时， $\eta_2 = L/2(\log_2(2L)+1)$ 。 η_2 随 L 的变化如图 4 所示。

图 4 可见， L 越大，即数据块越长，权值更新的频率越低，计算量降低的越多。

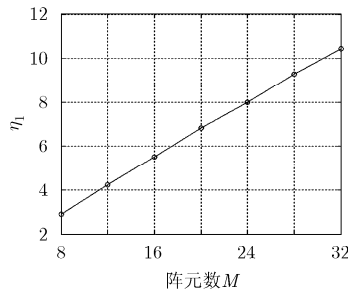
根据以上分析，当杂噪比为 20 dB， $M = 16$ ， $L = 256$ 时，波束域分块 RDLMS 算法相比于 RDLMS 算法计算量降低了约 70 倍。

表 2 波束域分块 RDLMS 复乘量分析

波束形成	$MN + N(M\log_2M)/2$
多普勒调制	MNL_{f2}
误差输出	$((L+\hat{N})\log_2(L+\hat{N})+(L+\hat{N}))L_{f2}MN/\hat{N}$
权值更新	$((L+\hat{N})\log_2(L+\hat{N})+(L+\hat{N}))L_{f2}MN/\hat{N}$
总计	$(2(\log_2(L+\hat{N})+1)(L/\hat{N}+1)+1+(2+\log_2M)/(2L_{f2}))MNL_{f2}$



(a)回波杂噪比的影响



(b)阵元数的影响

图 3 波束形成对计算复杂度的影响

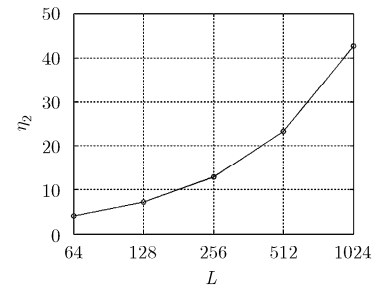


图 4 分块对计算复杂度的影响

4.4 仿真结果

根据机载外辐射源雷达双基几何关系, 仿真产生回波数据。假设机载平台垂直于基线方向飞行, 接收天线为正侧视, 阵元数为 16, 阵元间距为半波长, 强杂波分布在 0~200 距离单元, 具体仿真参数见表 3。

表 3 仿真参数

载频	600 MHz
带宽	8 MHz
接收机高度	1 km
平台速度	100 m/s
发射站高度	200 m
基线距离	20 km
杂噪比	20 dB
信号长度	50 ms

图 5(a)为仿真得到的回波信号互模糊函数。对回波数据进行 40 dB 的切比雪夫加权, 然后进行波束形成。图 5(b)为波束 0 的互模糊函数。

可以看出, 波束形成前, 杂波多普勒频率分布在 -200~200 Hz 范围内, 若直接对消, 需要多普勒对消阶数为 400 阶, 总的对消阶数达 80000 阶。波束形成后, 杂波多普勒频率明显变窄, 大约在 -40~40 Hz 内, 多普勒维对消的阶数将降低约 5 倍。

对各波束分别进行对消, 多普勒维进行 10 倍的抽取, 距离维对消阶数和数据块长度均为 256, 波束 0 步长为 8×10^{-5} , 波束 1、波束 15 步长为 4×10^{-5} , 其它波束步长为 2×10^{-5} (步长为遍历得到的最优步长), 对消结果如图 6 所示。

图 6(a)为 16 个波束的杂噪比及对消比, 图 6(b)为 16 个波束的对消残余。可以看出, 由于直达波的存在, 波束 0、波束 1、波束 15 杂波较强, 对消残余较高, 其它波束对消残余在 1.0 dB 以内。

波束域分块 RDLMS 算法虽然能够大幅降低计算量, 但对步长较为敏感, 步长选取不当会有较大

的对消残余; 另外, 对于杂波较强的波束, 即使取到最优步长, 残余仍然较大。因为对消过程中, 对所有的滤波器系数采用相同的迭代步长, 步长过小, 强杂波对消不充分, 步长过大, 稳态误差较大, 即使采用折中值, 由于两者都未达到最优, 最终对消残余依然较大; 杂波越强, 对消残余越大。下一节将对波束域分块 RDLMS 算法进行改进, 对不同的滤波器系数采用不同的步长。

5 改进的波束域分块 RDLMS 算法

5.1 改进算法

为提高算法对消性能, 本节引入步长控制矩阵:

$$\mathbf{G}_p = \text{diag}[g_{p,0}, g_{p,1}, \dots, g_{p,L-1}] \quad (12)$$

对第 p 个自适应滤波器的每个滤波器系数赋予不同的步长, 相应的权值更新公式变为

$$\mathbf{w}_p[k+1] = \mathbf{w}_p[k] + \mu \mathbf{G}_p \mathbf{X}_p^H[k] \boldsymbol{\varepsilon}[k] \quad (13)$$

根据系数比例自适应算法^[17]的思想, 步长控制参数 $g_{p,l}$ 的设置

$$\gamma_{p,l} = \lg(1 + A|w_{p,l}|) \quad (14)$$

$$g_{p,l} = \frac{\gamma_{p,l}}{\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{p,l}} \quad (15)$$

式中, $w_{p,l}$ 为第 p 个滤波器的第 l 个系数, 可以通过对较短的一段数据采用单一步长进行对消来获得。

A 是控制 $g_{p,l}$ 分布的参数, A 越大, $g_{p,l}$ 越集中于 1, 对消性能越趋于单一步长。式(14)表示滤波器系数的迭代步长与该滤波器系数值的对数成正比, 滤波器系数越大, 步长越大。式(15)是对步长控制参数进行归一化处理。

5.2 参数选择

对 4.4 小节中的波束 0, 通过单一步长对消获得收敛的滤波器权值, 根据式(14), 式(15)计算出不同滤波器系数对应的控制参数。当 A 取 1, 10^2 , 10^4 , 10^6 时, 步长控制参数的分布如图 7 所示。

由图 7 可见, 步长控制参数分布在某一区间内,

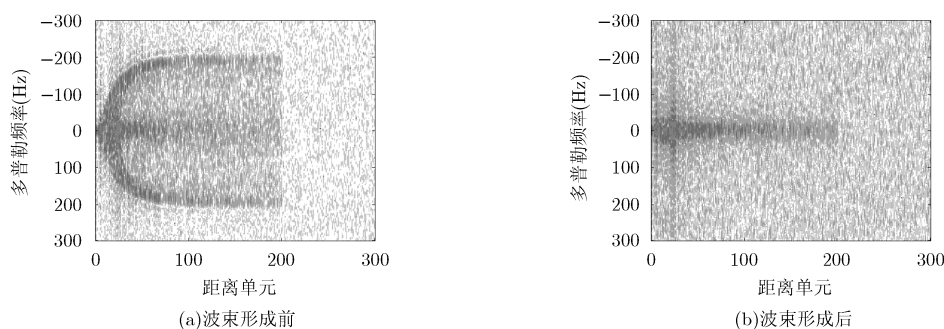


图 5 互模糊函数

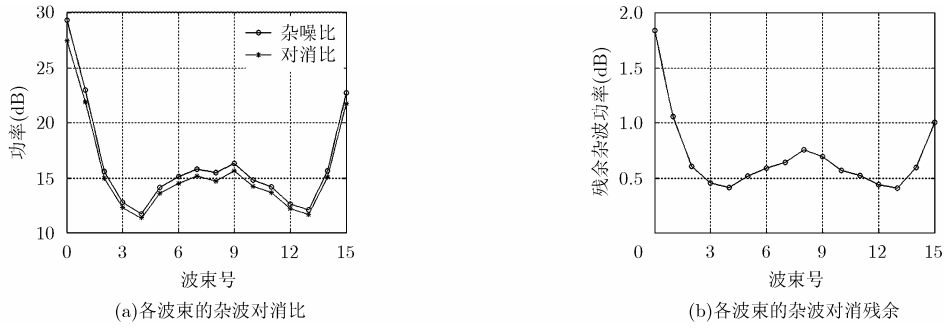


图6 所有波束的对消结果

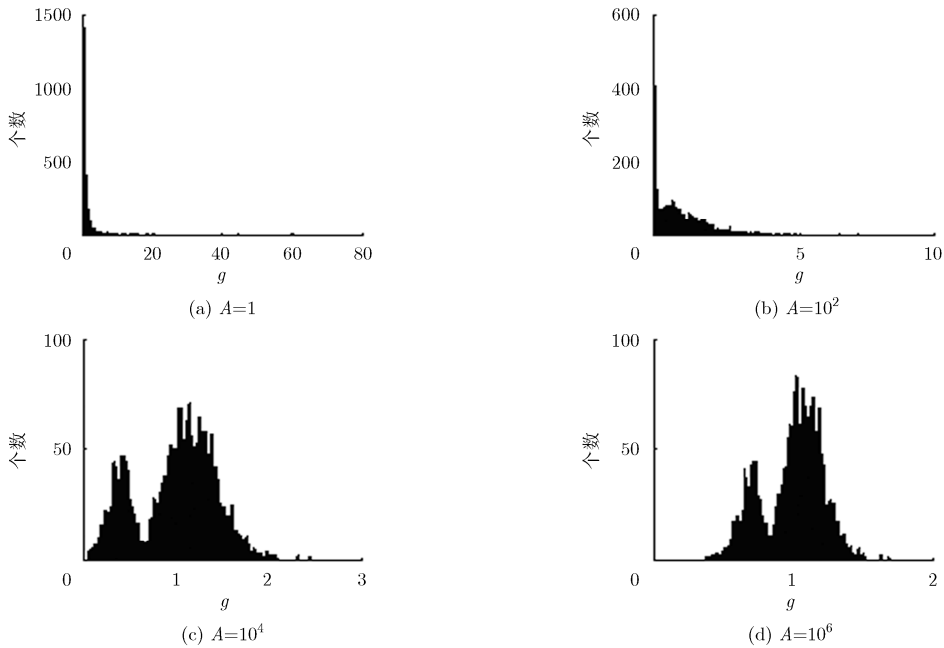


图7 步长控制参数的分布

即对不同的滤波器系数赋予了不同的步长；随着 A 的增大，步长控制参数由分散趋向集中。图 7(a)中，步长控制参数的最大值为 61，意味着某一个滤波器系数的步长为基本步长的 61 倍，如此大的步长很可能导致滤波器发散。图 7(d)中，大部分步长控制参数都集中在 1 附近，步长的区分度不够大，对消性能接近于单一步长。

根据以上分析， A 的选择需满足以下要求：(1) 不能过小，防止因步长过大而导致对消发散；(2) 不能过大，防止步长控制参数过于集中而使对消性能趋于单一步长。当 A 的取值满足以上条件，即可达到较好的对消性能，但非最优。为得到最优的对消性能，可在一定范围内对 A 进行遍历，以对消比最大为目标，寻找 A 的最优取值。由于控制参数的取值与 A 的对数有关，因此遍历时 A 的取值可以指数阶递增，如 $10^1, 10^2, 10^3, 10^4$ 。这样所需的遍历次数很少，且每次遍历需要对消的数据长度较短，因此增加的计算量可忽略。由于是机载平台，双基几何关

系及观测场景会随时间变化，滤波器的权值也会有一定的波动，但在短时间内可认为权值波动很小，因此只需要以较低的频率更新 A 的取值即可。

5.3 仿真结果

5.3.1 对消结果 对 4.4 小节中的回波数据采用改进的波束域分块 RDLMS 算法进行对消。对消中 $A = 100$ ，各波束的基本步长均为 2×10^{-5} ，其它参数与 4.4 小节相同。对消结果如图 8 所示。

图 8 可以看出，所有波束的对消残余都在 0.6 dB 以内，基本达到理想对消。其中，0 波束对消残余为 0.52 dB，比改进前降低 1.32 dB。

5.3.2 空时处理结果 本文信号为连续信号，为了空时处理，将连续信号分段，等效为脉冲信号。为保证杂波空时谱不模糊，PRF(脉冲重复频率)设置为时间维的奈奎斯特频率，即 $2v/\lambda = 400$ 。对消前后，远距杂波(2000 到 3000 距离单元)回波数据的空时谱如图 9 所示。

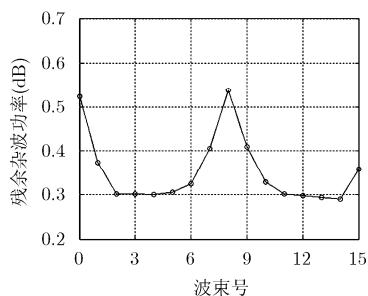


图 8 改进算法的对消结果

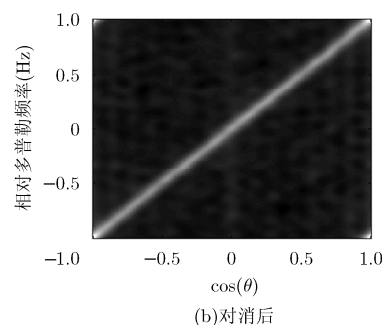
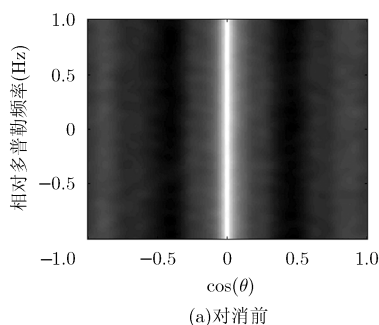


图 9 空时谱

图 9(a)为对消前的回波空时谱,其中明亮区域为直达波、强杂波旁瓣,远距杂波谱观测不到;图 9(b)为对消后的回波空时谱,由于直达波、强杂波被对消掉,其旁瓣的影响随之消失,所以明亮区域消失,远距杂波谱出现。对消之后,空时谱的基底由 6.13 dB 降为-4.46 dB,降低了 10.6 dB,说明了对消的有效性。

在 4.4 小节中的回波数据中加入目标。目标距离单元为 2400,多普勒频率为-103.41 Hz,入射角为 61.12°,信噪比为-40 dB。利用 STAP,分别对杂波对消前后的数据进行目标检测,结果如图 10(a),图 10(b)所示。若直达波、强杂波被理想对消,即回波信号中只有噪声、目标及远距杂波,目标检测结果如图 10(c)所示。

从图 10(a),图 10(b)可以看出,直达波、强杂波对消后,距离谱的基底降低了 10.4 dB,目标强度基本不变。对消前目标信噪比为 17.8 dB,对消后为 28.97 dB,提高了 11.2 dB。从图 10(c)可看出,理想对消,目标的信噪比为 29 dB;而实际对消,信

噪比为 28.97 dB,说明改进的波束域分块 RDLMS 算法达到了理想对消性能。

6 结论

多普勒展宽的杂波对消是机载外辐射源雷达面临的重要问题。由于对消在距离-多普勒 2 维进行,计算量极高。为了降低计算量,提出了波束域分块 RDLMS 算法。首先,通过波束形成,将杂波多普勒限制在较小的范围,降低了多普勒维对消阶数。其次,通过数据分块,将逐点更新权值改为逐块更新,减少了迭代次数,并且块内可以通过 FFT 实现。在典型参数下,算法计算量相对于 RDLMS 降低了约 70 倍,结合 GPU 并行处理,可为算法实时实现提供可能。由于算法对所有滤波器系数采用相同的步长,当杂噪比较高时会有较大的对消残余。为降低残余,引入系数比例自适应算法的思想,对不同的滤波器系数采用不同的步长,步长的大小与滤波器系数的对数成正比。仿真表明,改进算法能有效降低对消残余,使杂波对消性能接近理想。本文为直达波、强杂波对消提供了一个计算量低,性能优异的对消算法,为后续空时处理提供了条件。

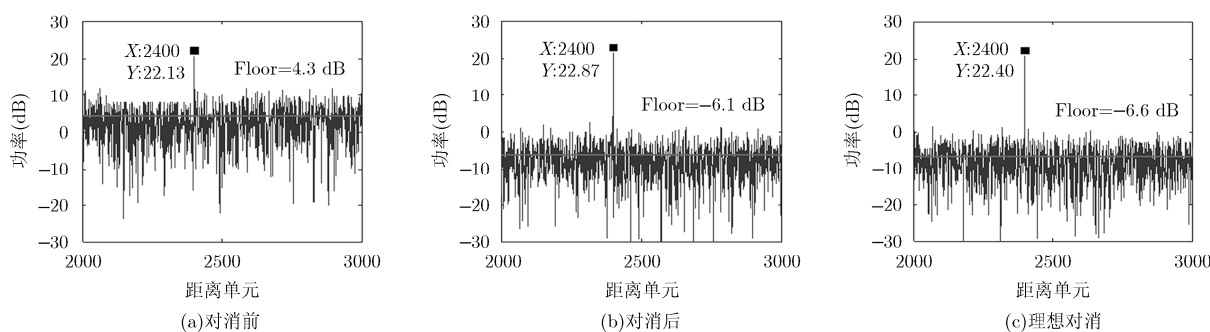


图 10 距离谱

参考文献

- [1] GRIFFITHS H and BAKER C. Passive coherent location radar systems. Part 1: performance prediction[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 153-159. doi: 10.1049/ip-rsn:20045082.
- [2] DAWIDOWICZ B, KULPA K S, and MALANOWSKI M. Suppression of the ground clutter in airborne PCL radar using DPCA technique[C]. *European Radar Conference, Rome, Italy, 2009*: 306-309.

- [3] BROWN J, WOODBRIDGE K, STOVE A, *et al.* Air target detection using airborne passive bistatic radar[J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(20): 1396-1397. doi: 10.1049/el.2010.1732.
- [4] TAN D K P, LESTURGIE M, SUN H, *et al.* Target detection performance analysis for airborne passive bistatic radar[C]. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), Honolulu, USA, 2010: 3553-3556. doi: 10.1109/IGARSS.2010.5652159.
- [5] KULPA K, MALANOWSKI M, SAMCZYNSKI P, *et al.* The concept of airborne passive radar[C]. IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS), Kiev, Ukraine, 2011: 267-270. doi: 10.1109/MRRS.2011.6053651.
- [6] KULPA K, MALANOWSKI M, SAMCZYNSKI P, *et al.* On-board PCL systems for airborne platform protection[C]. Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications-Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles (TIWDC/ESAV), Capri, Italy, 2011: 119-122.
- [7] BROWN J, WOODBRIDGE K, GRIFFITHS H, *et al.* Passive bistatic radar experiments from an airborne platform [J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2012, 27(11): 50-55. doi: 10.1109/MAES.2012.6380826.
- [8] DAWIDOWICZ B, KULPA K S, MALANOWSKI M, *et al.* DPCA detection of moving targets in airborne passive radar [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(2): 1347-1357. doi: 10.1109/TAES.2012.6178066.
- [9] DAWIDOWICZ B, SAMCZYNSKI P, MALANOWSKI M, *et al.* Detection of moving targets with multichannel airborne passive radar[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2012, 27(11): 42-49. doi: 10.1109/MAES.2012.6380825.
- [10] WU Q, ZHANG Y D, AMIN M G, *et al.* Space-time adaptive processing in bistatic passive radar exploiting group sparsity[C]. IEEE Radar Conference, Arlington, USA, 2015: 886-890. doi: 10.1109/RADAR.2015.7131120.
- [11] RABASTE O and POULLIN D. Rejection of Doppler shifted multipaths in airborne passive radar[C]. IEEE Radar Conference, Arlington, USA, 2015: 1660-1665. doi: 10.1109/RADAR.2015.7131265.
- [12] PALMER J, CRISTALLINI D, and KUSCHEL H. Opportunities and current drivers for passive radar research [C]. IEEE Radar Conference, Johannesburg, Africa, 2015: 145-150. doi: 10.1109/RadarConf.2015.7411870.
- [13] BERTHILLOT C, SANTORI A, RABASTE O, *et al.* Improving BEM channel estimation for airborne passive radar reference signal reconstruction[C]. International Radar Symposium (IRS), Dresden, Germany, 2015: 77-82. doi: 10.1109/IRS.2015.7226351.
- [14] AHMADI M J, AMIRI R, and BEHNIA F. Mitigation of range and velocity walk in airborne passive radar with long integration time[C]. Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Tehran, Iran, 2015: 514-517. doi: 10.1109/IranianCEE.2015.7146270.
- [15] TAN D K P, LESTURGIE M, SUN H, *et al.* Space-time interference analysis and suppression for airborne passive radar using transmissions of opportunity[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2014, 8(2): 142-152. doi: 10.1049/iet-rsn.2013.0190.
- [16] 万显荣, 梁龙, 但阳鹏, 等. 移动平台外辐射源雷达实验研究 [J]. *电波科学学报*, 2015, 30(2): 383-390. doi: 10.13443/j.cjors.2014042301.
WAN Xianrong, LIANG Long, DAN Yangpeng, *et al.* Experimental research of passive radar on moving platform[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2015, 30(2): 383-390. doi: 10.13443/j.cjors.2014042301.
- [17] 刘立刚, FUKUMOTO M, 张世永. 一种变步长 Proportionate NLMS 自适应滤波算法及其在网络回声消除中的应用[J]. *电子学报*, 2010, 38(4): 973-978.
LIU Ligang, FUKUMOTO M, and ZHANG Shiyong. A variable step-size Proportionate NLMS adaptive filtering algorithm and its application in network echo cancellation[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2010, 38(4): 973-978.

杨鹏程：男，1989年生，博士生，研究方向为机载外辐射源雷达杂波对消。

吕晓德：男，1969年生，研究员，博士生导师，研究方向为基于阵列技术的新体制雷达系统及其应用。