

## 基于 RDNLMs 的机载外辐射源雷达杂波对消

杨鹏程<sup>\*①②③</sup> 吕晓德<sup>①②</sup> 刘宇<sup>①②③</sup> 柴致海<sup>①②③</sup> 张丹<sup>①②③</sup>

<sup>①</sup>(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

<sup>②</sup>(微波成像技术国家级重点实验室 北京 100190)

<sup>③</sup>(中国科学院大学 北京 100049)

**摘要:** 该文利用 RDNLMs 算法对消机载外辐射源雷达多普勒展宽的直达波、强杂波, 推导了 RDNLMs 滤波器的传递函数, 在此基础上提出一种非均匀多普勒频率抽取方法, 在降低计算量的同时尽可能减小了因抽取带来的性能损失。该方法既能确保强杂波落在所抽取的多普勒频率上从而被有效对消, 又能保证抽取间隔不致过大而使较弱的杂波也得到适当的抑制。仿真实验表明: 当对消阶数相同时, 非均匀多普勒频率抽取方法比均匀抽取对消性能提高 2.4 dB。

**关键词:** 机载外辐射源雷达; 杂波对消; RDNLMs; 非均匀多普勒频率抽取

**中图分类号:** TN958.97

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2016)10-2488-07

**DOI:** 10.11999/JEIT151310

## Clutter Cancellation for Airborne Passive Radar Based on RDNLMs

YANG Pengcheng<sup>①②③</sup> LÜ Xiaode<sup>①②</sup> LIU Yu<sup>①②③</sup> CHAI Zhihai<sup>①②③</sup> ZHANG Dan<sup>①②③</sup>

<sup>①</sup>(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

<sup>②</sup>(National Key Laboratory of Science and Technology on Microwave Imaging, Beijing 100190, China)

<sup>③</sup>(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** RDNLMs algorithm is used to cancel Doppler-spreading direct signal and strong echo of airborne passive radar. The transfer function of RDNLMs filter is deduced, based on which a method of non-uniform Doppler extraction is developed to decrease the computing load while minimizing performance loss. With this method, the Doppler of strong echo will be surely extracted hence strong echo will be cancelled efficiently. In addition, the interval of extracted Doppler will not be too large to offer proper suppression for weak echo. Simulations show that when the order of RDNLMs filter is fixed, the performance of non-uniform Doppler extraction will be 2.4 dB better than the uniform one.

**Key words:** Airborne passive radar; Clutter cancellation; RDNLMs; Non-uniform Doppler extraction

### 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<sup>[1]</sup>。由于自身不发射电磁波, 加上收发分离和辐射源频率较低的特点, 该体制雷达具有反隐身、抗低空突防及生存能力强等优点<sup>[2]</sup>, 近些年来受到了国内外的广泛关注。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<sup>[3-10]</sup>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。同常规外辐射源雷达一样, 机载外辐射源雷达的关

键问题依然是杂波抑制。常规外辐射源雷达由于平台静止, 杂波分布在零多普勒频率, 一般采用自适应对消算法在零多普勒频率形成凹口来抑制杂波, 而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。南洋理工大学的研究者<sup>[5,11]</sup>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。武汉大学的研究者<sup>[12]</sup>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杂波, 然后利用 STAP 抑制剩余空时耦合杂波。可见, 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

收稿日期: 2015-12-14; 改回日期: 2016-05-30; 网络出版: 2016-08-26

\*通信作者: 杨鹏程 yang\_peng\_cheng@126.com

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。文献[13]针对外辐射源雷达中强目标干扰问题，提出了距离-多普勒 NLMS (RDNLMs)算法。该算法是常规 NLMS 算法在多普勒维的拓展，可以对消具有多普勒展宽的杂波，适用于机载雷达直达波、强杂波抑制，计算量相对前两种算法小很多。因此，本文采用 RDNLMs 算法对多普勒展宽的杂波进行抑制。

由于机载平台速度较高，杂波多普勒展宽较大，往往在几百赫兹量级，强杂波在距离上的分布也在上百个距离单元，因此 RDNLMs 滤波器阶数可能达到几万阶，所需的计算量依然很大。一种简单的解决方案是对多普勒维进行均匀抽取，比如以 10 Hz 为间隔对多普勒维进行抽取，计算量将直接降低 10 倍。但是，均匀抽取没有利用到杂波的分布信息，可能导致很多出现强杂波的多普勒频率没有被抽取到，从而使杂波抑制不充分，对消残余较大，系统检测性能损失较为严重。为了在降低计算量的前提下尽可能减小系统性能损失，本文提出一种非均匀多普勒频率抽取方法。首先，计算回波信号与参考信号的互模糊函数，得到杂波在距离-多普勒域的分布；然后，按给定的抽取比例从强到弱抽取强杂波所在多普勒频率；最后，对抽取的多普勒频率进行评估，若相邻两多普勒频率间隔大于某一门限值，则对该区间进行均匀插值。该方法既能确保强杂波出现在抽取的多普勒频率上，从而被有效对消，又能保证相对较弱的杂波也得到一定的抑制。仿真实验表明：当对消阶数相同时，非均匀多普勒频率抽取相比均匀抽取性能提高 2.4 dB。

## 2 机载外辐射源雷达杂波分析

### 2.1 杂波模型

机载外辐射源雷达几何关系如图 1 所示，接收机和发射机高度分别为  $h_R$  和  $h_T$ ；基线在地面的投影距离为  $L$ 。地面杂波散射点  $P$  到接收机和发射机的距离分别为  $R_R$  和  $R_T$ ；俯仰角为  $\theta_R$  和  $\theta_T$ ；方位角为  $\varphi_R$  和  $\varphi_T$ 。接收机的运动速度为  $v$ ，与地面平行飞行，方位角为  $\delta$ ；接收机天线轴线与运动方向的夹角为  $\alpha$ ，地面杂波散射点与接收机天线的锥角为  $\beta$ 。图中虚线为等距离环，虚线上所有的点与  $P$  点具有相同的双基距离。

给定双基距离  $R = R_R + R_T$  和杂波单元的方位角  $\varphi_R$ ，可求得杂波单元到接收机的距离。

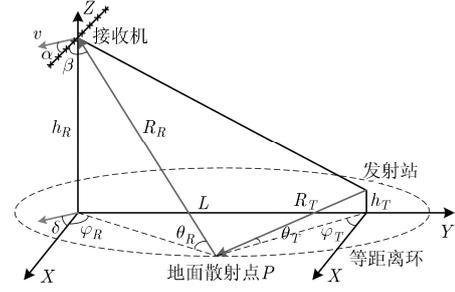


图 1 机载外辐射源雷达几何关系图

$$R_R = \frac{K_0 R \pm L \sin \varphi_R \sqrt{K^2 - h_R^2 (R^2 - L^2 \sin^2 \varphi_R)}}{R^2 - L^2 \sin^2 \varphi_R} \quad (1)$$

其中， $K_0 = (R^2 + h_R^2 - h_T^2 - L^2)/2 > 0$ 。

杂波单元的多普勒频率为

$$f_{dp} = \frac{v \cos \theta_R \cos(\varphi_R - \delta)}{\lambda} = \frac{v \sqrt{R_R^2 - h_R^2}}{\lambda R_R} \cos(\varphi_R - \delta) \quad (2)$$

式(2)表明  $f_{dp}$  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；当双基距离由小变大时， $\theta_R$  逐渐变小，多普勒频率的范围逐渐变大；当双基距离远大于接收机高度时， $\theta_R$  趋于零，多普勒频率的范围趋于  $[-v/\lambda, v/\lambda]$ 。

根据式(1)，式(2)，主通道接收到的回波信号为

$$S_{Ech}(t) = S_{Drt}(t) + \sum_R \sum_{\varphi_R} a(R, \varphi_R) \cdot S_{Emt} \left( t - \frac{R}{c} \right) e^{j2\pi f_{dp}(R, \varphi_R)t} + S_{Tgt}(t) + N_{Ech}(t) \quad (3)$$

式(3)中， $a(R, \varphi_R)$  表示杂波幅度； $S_{Drt}(t)$ 、 $S_{Emt}(t)$ 、 $S_{Tgt}(t)$ 、 $N_{Ech}(t)$  分别表示直达波、发射信号、目标回波、噪声。

### 2.2 杂波仿真

假设发射天线、接收天线为全向天线，机载平台沿 X 轴方向飞行，需要对消的强杂波分布在双基距离单元 0~100 范围内，具体仿真参数如表 1。根据式(1)，式(2)，式(3)即可仿真产生机载外辐射源雷达杂波。

表 1 仿真参数

载频(MHz)	674
带宽(MHz)	8
接收机高度(km)	1
平台速度(m/s)	100
发射站高度(m)	200
基线距离(km)	20
杂噪比(dB)	30
信号长度(s)	1

图2为仿真得到的回波信号互模糊函数。由图2可以看出,随着双基距离的增加,杂波的多普勒展宽逐渐增大;当双基距离单元达到100时,杂波多普勒频率在-220~220 Hz范围内。RDNLMS算法将被用来解决这种多普勒展宽的杂波对消问题。下一节将介绍RDNLMS算法原理,推导RDNLMS滤波器传递函数,并提出非均匀多普勒频率抽取方法。

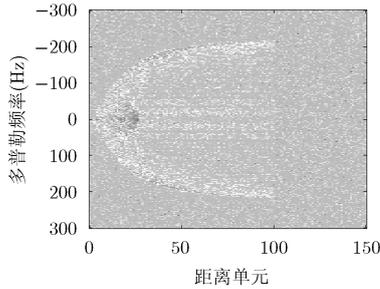


图2 回波互模糊函数

### 3 RDNLMS 算法

#### 3.1 RDNLMS 算法原理

RDNLMS 算法原理框图如图3所示,参考信号  $x(k)$  被调制上  $P$  个多普勒频率,分别作为  $P$  个阶数为  $M$  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

$$\mathbf{x}_p(k) = [x_p(k), x_p(k-1), \dots, x_p(k-M+1)]^T \quad (4)$$

其中,  $x_p(k) = x(k) \exp(j2\pi f_{dp} k T)$ ,  $f_{dp}$  为调制的多普勒频率,  $T$  为采样间隔。

第  $p$  个滤波器的输出为

$$y_p(k) = \mathbf{w}_p^H(k) \mathbf{x}_p(k) \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{w}_p(k)$  第  $p$  个  $M$  阶滤波器的权向量。

误差输出为

$$\varepsilon(k) = d(k) - \sum_{p=1}^P y_p(k) = d(k) - \sum_{p=1}^P \mathbf{w}_p^H(k) \mathbf{x}_p(k) \quad (6)$$

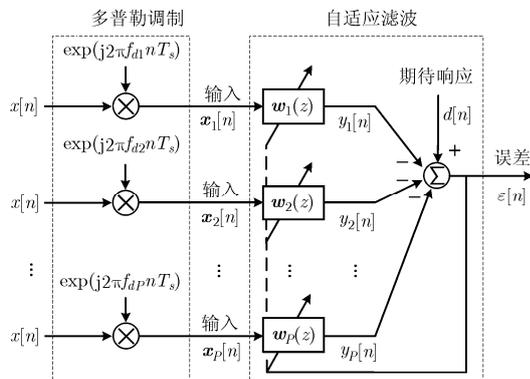


图3 RDNLMS 算法原理框图

权值更新公式为

$$\mathbf{w}_p(k+1) = \mathbf{w}_p(k) + \frac{\mu_p}{P \|\mathbf{x}(k)\|^2} \mathbf{x}_p(k) \varepsilon^*(k) \quad (7)$$

式中,  $\mathbf{x}(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-M+1)]^T$ ,  $\mu_p$  为第  $p$  个滤波器的步长。

对于机载外辐射源雷达杂波抑制,信号  $x(k)$  为参考信号,期待相应  $d(k)$  为主通道的回波信号,误差信号  $\varepsilon(k)$  为杂波对消输出信号,所调制的多普勒频率由杂波多普勒分布决定,  $M$  由强杂波分布的距离范围决定。

如果对杂波分布范围内的所有多普勒频率都进行调制,所需计算量是巨大的。以2.2节所仿真的杂波为例,多普勒调制的阶数为441,滤波器阶数  $M$  为101,总的滤波器阶数为44541,对于带宽为8 MHz的数字电视信号,对消1 s数据所需的复乘次数为713 Gflops;另外机载外辐射源雷达需要多通道进行空时处理,每个通道都需要进行相同的杂波抑制,以8通道为例,则总的复乘次数为5.7 TFlops。如此高的计算量对系统的计算效率提出了极高的要求。RDNLMS 滤波器能在所调制的多普勒频率上形成凹口,凹口具有一定的宽度,对周围多普勒频率的杂波也有抑制作用。因此,可以通过对多普勒维进行适当的抽取来降低计算量。接下来推导RDNLMS 滤波器传递函数,为多普勒抽取提供指导。

#### 3.2 RDNLMS 滤波器传递函数

假设滤波器权值初始值为0,则权值更新公式可重写为

$$\mathbf{w}_p(k+1) = \sum_{i=0}^k \frac{\mu_p}{P \|\mathbf{x}(i)\|^2} \mathbf{x}_p(i) \varepsilon^*(i) \quad (8)$$

将式(8)代入式(6)有

$$\varepsilon(k) = d(k) - \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{k-1} \frac{\mu_p \mathbf{x}^H(i) \mathbf{x}(k)}{P \|\mathbf{x}(i)\|^2} \cdot \exp(j2\pi(k-i)f_{dp}T) \varepsilon(i) \quad (9)$$

式中  $\frac{\mathbf{x}^H(i) \mathbf{x}(k)}{\|\mathbf{x}(i)\|^2} = \frac{\mathbf{x}^H(i) \mathbf{x}(k)}{\mathbf{x}^H(k) \mathbf{x}(k)}$ , 分母为相干积累,分子为非相干积累,分式的平方为积累增益  $1/M$ ,所以分式近似等于  $1/\sqrt{M}$ ,式(9)可近似用式(10)表示:

$$\varepsilon(k) = d(k) - \frac{1}{\sqrt{MP}} \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{k-1} \mu_p \exp(j2\pi(k-i)f_{dp}T) \varepsilon(i) \quad (10)$$

式(10)两边同乘  $d^*(k-n)$ ,并取期望可得

$$\phi_{\varepsilon d}(n) + \frac{1}{\sqrt{MP}} \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{k-1} \mu_p \exp(j2\pi(k-i)f_{dp}T) \cdot \phi_{\varepsilon d}(n - (k-i)) = \phi_{dd}(n) \quad (11)$$

其中， $\phi_{ed}(n) = E\{\varepsilon(k)d^*(k-n)\}$ ， $\phi_{dd}(n) = E\{d(k)d^*(k-n)\}$ 。对式(11)取 Z 变换：

$$\Phi_{ed}(z) + \frac{1}{\sqrt{MP}} \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{k-1} \mu_p \exp(j2\pi(k-i)f_{dp}T) \cdot \Phi_{ed}(z)z^{-(k-i)} = \Phi_{dd}(z) \quad (12)$$

其中， $\Phi_{ed}(z)$  为  $\phi_{ed}(n)$  的 Z 变换， $\Phi_{dd}(z)$  为  $\phi_{dd}(n)$  的 Z 变换。

RDNLMS 滤波器传递函数为

$$H(z) = \frac{\Phi_{ed}(z)}{\Phi_{dd}(z)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\sqrt{MP}} \sum_{p=1}^P \sum_{j=1}^k \mu_p (z \exp(-j2\pi f_{dp}T))^{-j}} \quad (13)$$

在稳态条件下， $k \rightarrow \infty$ ，传递函数表示为

$$H(z) = \frac{1}{1 + \frac{1}{\sqrt{MP}} \sum_{p=1}^P \frac{\mu_p}{z \exp(-j2\pi f_{dp}T) - 1}} \quad (14)$$

当  $P = 1$  时，RDNLMS 滤波器退化为常规的 NLMS 滤波器，其 3 dB 带宽近似为  $BW = \frac{2\mu_p}{\sqrt{MT}}$  rad/s。可见自适应滤波器能在给定的多普勒频率上形成凹口，且凹口宽度与步长成比例。步长越大，凹口越宽，能够抑制的杂波多普勒范围越大。

根据式(14)，RDNLMS 滤波器的频率响应为

$$H(\exp(j2\pi f)) = \frac{1}{1 + \frac{1}{\sqrt{MP}} \sum_{p=1}^P \frac{\mu_p}{\exp(j2\pi(f - f_{dp})T) - 1}} \quad (15)$$

式(14)表明，传递函数有  $P$  个零点，分别为  $\exp(j2\pi f_{d1}T), \dots, \exp(j2\pi f_{dP}T)$ ，即 RDNLMS 滤波器在调制的多普勒频率上形成凹口。所以，杂波如果落在调制的多普勒频率上，则可以得到充分抑制。但是，当杂波落在所调制的两个多普勒频率中间时将得不到有效抑制。假设 RDNLMS 滤波器只调制两个多普勒频率  $-f_{d0}$  和  $f_{d0}$ ，步长都为  $\mu_0$ ，杂波多普勒频率为 0，则滤波器在 0 处的频率响应为

$$H(\exp(j2\pi 0)) = \frac{1}{1 + \frac{\mu_0}{\sqrt{M}} \frac{\cos(2\pi f_{dp}T) - 1}{(\exp(j2\pi f_{dp}T) - 1)(\exp(-j2\pi f_{dp}T) - 1)}} \quad (16)$$

由于  $f_{dp}T \approx 0$ ，所以  $H(\exp(j2\pi 0)) \approx 1$ ，即滤波器对多普勒频率为 0 的杂波几乎没有抑制能力。

图 4 为多普勒调制分别为 -5 Hz, 5 Hz; -10 Hz, 10 Hz; -20 Hz, 20 Hz 时的 3 组 RDNLMS 滤波器的频率响应。

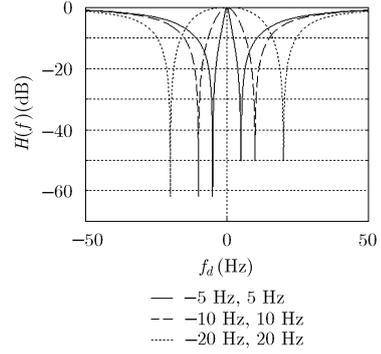


图 4 RDNLMS 滤波器频率响应

从图中可以看出，滤波器所调制的多普勒频率上形成了较深的凹口，能够对具有该多普勒频率的杂波进行有效的抑制，但在 0 Hz 及其附近则对杂波几乎没有抑制能力。对比 3 条曲线可发现：多普勒间隔越大，对中间多普勒频率的杂波的抑制能力越弱，可能产生的杂波残余越大。如果对多普勒频率进行均匀抽取，强杂波可能落在所抽取的多普勒频率中间而得不到有效抑制。因此，根据杂波实际分布情况对多普勒频率进行抽取，在强杂波出现的频率处形成凹口能够获得更好的对消性能。

### 3.3 非均匀多普勒频率抽取 RDNLMS 算法

**3.3.1 算法描述** 非均匀多普勒频率抽取的基本思想是保证强杂波所在的多普勒频率被抽取到，同时对相对较弱的杂波也有一定的抑制能力。基于此非均匀抽取分两步，第 1 步抽取强杂波所在多普勒频率；第 2 步对多普勒频率间隔过大的进行插值。具体流程见图 5。

在图 5 中，互模糊函数的计算是为了获得杂波在距离-多普勒域的分布，其距离、多普勒范围与需要对消的杂波距离、多普勒范围相同。对每一个多普勒频率，在距离维上对模糊函数值取最大值，得到杂波在多普勒维的分布，然后在多普勒维对模糊函数值进行降序排序，抽取前  $P_1$  个值对应的多普勒

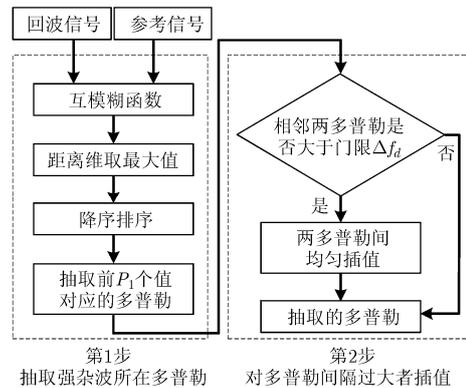


图 5 非均匀多普勒频率抽取流程图

频率。经过第 1 步抽取后, 部分较弱但功率强于噪声的杂波可能会被遗漏(尤其在杂噪比较大的情况下), 这些杂波的远距旁瓣会对 STAP 有影响; 另外, 单个弱于噪声的杂波对 STAP 的影响可以忽略, 但较多弱杂波的集合, 其旁瓣可能高于噪声, 从而对 STAP 产生影响。因此, 需要对多普勒间隔过大的进行插值, 从而在一定程度上抑制相对较弱的杂波。首先, 对已抽取的多普勒频率进行判断, 若相邻多普勒频率的间隔大于门限值  $\Delta f_d$ , 则对该区间进行插值, 以确保任意相邻的多普勒频率间隔不大于  $\Delta f_d$ 。假设第 2 步插值的多普勒频率个数为  $P_2$ , 则总的多普勒频率抽取个数为  $P = P_1 + P_2$ , 抽取比例为  $P/P_0$ , 其中  $P_0$  为总的多普勒频率个数。抽取比例的大小决定了杂波对消计算量降低的程度。例如, 抽取比例为 10%, 则杂波对消计算量将相应地降低 10%。抽取比例依赖于  $P_1$  和  $\Delta f_d$ , 它们的取值将在下一小节讨论。

对于 2.2 小节中的杂波, 多普勒频率范围为  $-220 \sim 220$  Hz, 抽取比例为 10%, 则多普勒频率抽取情况如图 6 所示, 图中黑线表示被抽取到的多普勒频率。可以看出, 在零多普勒频率附近, 杂波较强, 所抽取的多普勒频率密度也较大; 另外, 在高多普勒频率区域, 杂波相对较弱, 所抽取的多普勒频率密度较小, 但由于第 2 步的操作, 任意两多普勒频率之间的间隔不至于过大而使相对较弱的杂波得不到抑制。

**3.3.2 参数设置** 第 1 步的目的是抽取强杂波(功率高于噪声)所在的多普勒频率, 因此  $P_1$  的大小依赖于杂波的强弱。可以按以下步骤来粗略确定  $P_1$ 。首先, 估计出回波信号的杂噪比; 其次, 根据互模糊函数确定每一个多普勒频率上的最强杂波相对于直达波的强度; 最后, 根据前两步确定每一多普勒频率上的最强杂波与噪声的功率比, 统计功率比大于 1 的多普勒频率个数作为所需抽取的多普勒频率个数。图 7 为 2.2 小节中的杂波与噪声的功率比, 图中高于 0 dB 的多普勒频率个数为 19, 即  $P_1 = 19$ 。

第 2 步中  $\Delta f_d$  的设置可以通过参数遍历来实现。

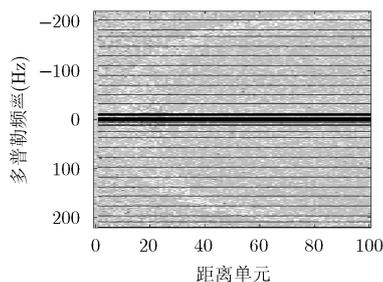


图 6 非均匀多普勒频率抽取

理论上,  $\Delta f_d$  越小, 对消性能越好, 但计算量也越大。设定  $P_1$  之后, 对  $\Delta f_d$  从大到小进行取值, 然后进行杂波对消, 若随着  $\Delta f_d$  的减小, 对消性能提高不明显, 则以当前  $\Delta f_d$  为最优值。

以上参数设置的方法较为繁琐, 但大多数情况下杂波的强度在较长的时间内不会发生明显变化, 而以上参数的设置依赖于杂波强度, 因此参数一旦设定, 可以在较长时间内保持不变, 只需要以较低的频率去更新即可。

**3.3.3 计算量分析** 非均匀多普勒频率抽取相比均匀抽取, 在计算量上有所增加, 主要是模糊函数的计算。由于模糊函数所需要计算的距离、多普勒范围较小, 且模糊函数计算有快速算法<sup>[14]</sup>, 因此增加的计算量相对于杂波对消很小。比如, 对于距离维对消阶数  $M$ , 多普勒域对消阶数  $P$ , 信号长度为  $N$  的杂波, 采用快速算法, 互模糊函数计算的复乘量近似为  $MN$ , RDNLMs 算法所需的复乘量为  $2MPN$ , 两者比值为  $1/(2P)$ 。即使对多普勒频率进行抽取,  $P$  也在几十量级, 因此互模糊函数计算增加的计算量远小于杂波对消。并且, 由于杂波分布相对稳定, 一次处理所抽取的多普勒频率可以用于之后的较长一段时间的杂波对消, 因此这部分的计算量增加可以忽略。接下来通过仿真实验来验证非均匀多普勒频率抽取的性能。

## 4 仿真实验

仿真实验中的杂波来自于 2.2 节, 我们在其中加入目标信号, 以杂波对消、相干积累之后目标的信噪比大小来评价算法性能。目标所在距离单元为 218, 多普勒频率为  $-91$  Hz, 在杂波对消范围之外。

### 4.1 均匀多普勒抽取 RDNLMs 性能分析

**仿真 1** 多普勒频率间隔为 1 Hz, 即 RDNLMs 算法调制的多普勒频率为  $-220:1:220$  Hz, 距离维对消阶数为 101, 对消步长为 0.6。对消步长是通过步长遍历选择的最优步长, 后续仿真实验中的步长选择也是如此。对消结果如图 8 所示。

图 8(a) 可以看出利用 RDNLMs 对消杂波之后,

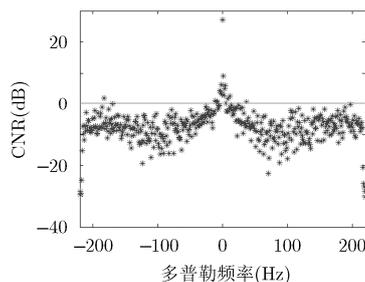


图 7 各多普勒频率上最强杂波相对噪声的功率

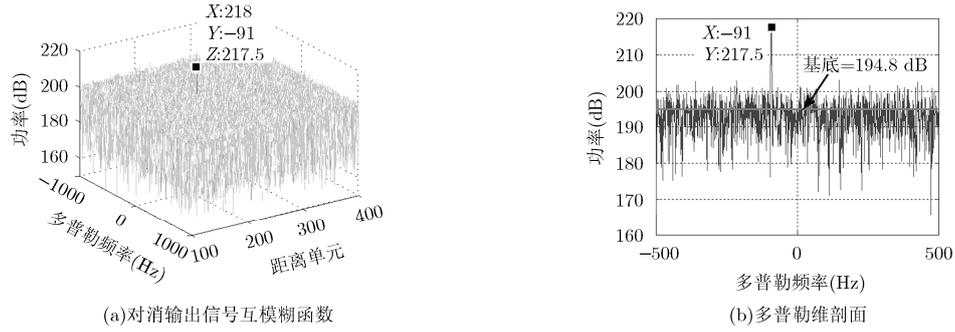


图 8 多普勒频率间隔为 1 Hz 时的对消结果

在模糊平面上目标强度明显高于基底。图 8(b)为目标所在距离单元的多普勒频率剖面，模糊函数基底为 194.8 dB，可以计算出目标的信噪比为 22.7 dB。多普勒间隔为 1 Hz 时 RDNLMS 算法的性能可以认为是最优的，后续的仿真将于该值作对比。

**仿真 2** 多普勒频率间隔为 20 Hz，即 RDNLMS 算法调制的多普勒频率为 -220:20:220 Hz，多普勒维阶数为 23，距离维对消阶数为 101，对消步长为 1。对消结果如图 9 所示。

多普勒频率间隔为 20 Hz 时计算量相比于间隔为 1 Hz 时降低了 20 倍，从图 9(a)中可以看出，目标依然明显高于基底，但是相比于仿真 1，基底有明显抬高。图 9(b)显示，模糊函数基底相对于仿真 1 抬高了接近 4 dB；目标信噪比为 18.6 dB，相比于仿真 1 损失了 4.1 dB。这也验证了 3.2 小结的分

析，对于均匀多普勒频率抽取，随着抽取间隔的增加，杂波对消残余增加，目标检测性能降低。

#### 4.2 非均匀多普勒频率抽取 RDNLMS 性能分析

**仿真 3** 为了与仿真 2 进行性能对比，多普勒维对消阶数设为 23 阶，其中为强杂波而设置的多普勒维阶数  $P_1=14$ ，门限值  $\Delta f_d=40$  Hz，多普勒频率插值的阶数为 9，抽取比例约 5%，抽取情况见图 10。RDNLMS 距离维对消阶数为 101，对消步长为 0.8。对消结果如图 11 所示。

图 11 可看出：对消阶数相同时，采用非均匀多普勒频率抽取，对消之后目标信噪比为 21 dB，相比于均匀抽取检测性能提高了 2.4 dB。另外，可以看出由于多普勒频率抽取比例较小，尽管采用非均匀多普勒抽取，部分较弱杂波得不到充分抑制，对消性能依然有 1.7 dB 的损失。实际应用中，可以在

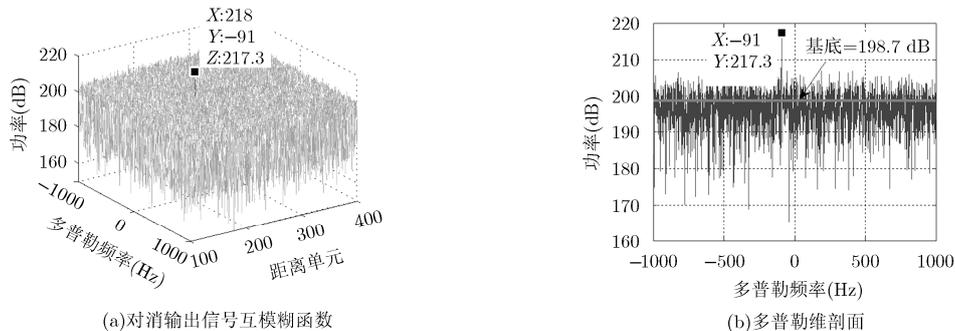


图 9 多普勒频率间隔为 20 Hz 时的对消结果

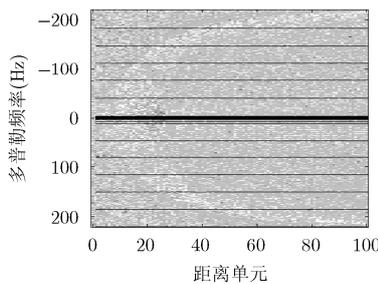


图 10 非均匀多普勒频率抽取

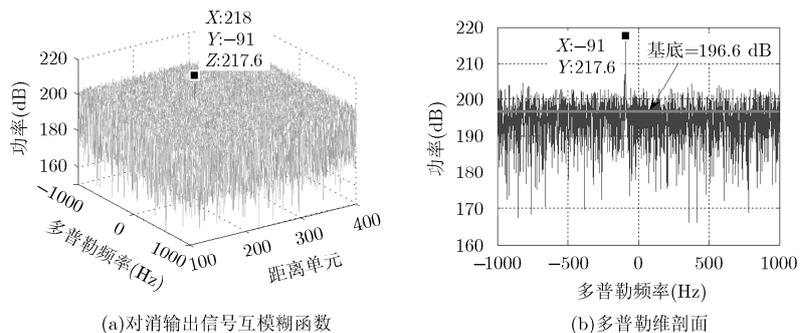


图 11 非均匀多普勒频率抽取的对消结果

计算能力允许的情况下尽可能提高抽取比例来减小对消引起的性能损失。

## 5 结论

本文利用 RDNLMs 算法来对消机载外辐射源雷达的直达波、强杂波, 推导了 RDNLMs 的传递函数, 为 RDNLMs 算法性能分析提供了理论依据; 针对算法对消阶数高、计算量大的问题, 提出非均匀多普勒频率抽取法, 在降低计算量的同时尽可能减小了抽取带来的性能损失。将非均匀抽取与逐块更新权系数及并行处理<sup>[15]</sup>相结合, 可为机载外辐射源雷达直达波、强杂波对消的实时实现提供可能。

## 参考文献

- [1] GRIFFITHS H and BAKER C. Passive coherent location radar systems. Part 1: Performance prediction[C]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 153-159.
  - [2] 万显荣. 基于低频段数字广播电视信号的外辐射源雷达发展现状与趋势[J]. *雷达学报*, 2012, 1(2): 109-123.  
WAN Xianrong. An overview on development of passive radar based on the low frequency band digital broadcasting and TV signals[J]. *Journal of Radars*, 2012, 1(2): 109-123.
  - [3] DAWIDOWICZ B, KULPA K S, and MALANOWSKI M. Suppression of the ground clutter in airborne PCL radar using DPCA technique[C]. *Proceedings of the 6th European Radar Conference*, Rome, Italy, 2009: 306-309.
  - [4] BROWN J, WOODBRIDGE K, STOVE A, *et al.* Air target detection using airborne passive bistatic radar [J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(20): 1396-1397.
  - [5] TAN D K P, LESTURGIE M, SUN H, *et al.* Target detection performance analysis for airborne passive bistatic radar[C]. *IEEE International Proceedings of the Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Honolulu, USA, 2010: 3553-3556.
  - [6] KULPA K, MALANOWSKI M, SAMCZYNSKI P, *et al.* The concept of airborne passive radar[C]. *Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS)*, Kiev, Ukraine, 2011: 267-270.
  - [7] 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.
  - [8] 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.
  - [9] 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.
  - [10] 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.
  - [11] 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.
  - [12] 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.  
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.
  - [13] LU Xiaode, LI Jichuan, LIN Kuan, *et al.* Range-Doppler NLMS (RDNLMs) algorithm for cancellation of strong moving targets in passive coherent location (PCL) radar[C]. *IEEE Proceedings of the Radar Conference*, Lille, France, 2014: 1-5.
  - [14] 赵耀东, 吕晓德, 李纪传, 等. 无源雷达多普勒谱分析实现动目标检测的方法[J]. *雷达学报*, 2013, 2(2): 247-256.  
ZHAO Yaodong, LU Xiaode, LI Jichuan, *et al.* Detection of moving targets based on Doppler spectrum analysis technique for passive coherent radar[J]. *Journal of Radars*, 2013, 2(2): 247-256.
  - [15] ZHAO Y D, ZHAO Y K, LU X D, *et al.* Block NLMS cancellation algorithm and its real-time implementation for passive radar[C]. *IET International Radar Conference*, Xi'an, China, 2013: 1-5.
- 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。