

基于载波域自适应迭代滤波器的无源雷达多径杂波抑制方法

赵志欣 周新华 洪升* 翁涛 王玉隼

(南昌大学信息工程学院 南昌 330031)

摘要: 在无源雷达系统中, 监测通道信号中存在零频和非零频多径杂波, 影响目标的检测。时域自适应迭代滤波器(如LMS, NLMS, RLS等)常被用于无源雷达杂波抑制, 但这些方法只适用于零频多径杂波。该文针对零频和非零频多径杂波的问题, 结合数字广播电视信号的正交频分复用波形特征, 提出一种基于载波域自适应迭代滤波器的杂波抑制算法。该算法利用同一载频下含有相同多普勒频移的多径杂波的相关性原理, 进行杂波抑制。仿真和实测数据处理结果证明了算法的有效性。

关键词: 无源雷达; 数字广播电视信号; 多径杂波抑制; 递归最小二次方算法

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)12-2841-07

DOI: 10.11999/JEIT180097

Multipath Clutter Rejection Approach Based on Carrier Domain Adaptive Iterative Filter in Passive Bistatic Radar

ZHAO Zhixin ZHOU Xinhua HONG Sheng WENG Tao WANG Yuhao

(School of Information Engineering, Nanchang University, Nanchang 330031, China)

Abstract: In passive bistatic radar systems, there exists the zero and non-zero Doppler shift multipath clutter in the surveillance channel. The multipath clutter affects the target detection. Temporal adaptive iterative filter such as Least Mean Square (LMS), Normalized Least Mean Square (NLMS) and Recursive Least Square (RLS) are often used to reject multipath clutter in passive bistatic radar, but these methods are only applicable to reject zero Doppler shift multipath clutter. To solve the problem of zero and non-zero Doppler shift multipath clutter, combined with the orthogonal frequency division multiplexing waveform features of digital broadcasting television signals, a clutter rejection algorithm is proposed based on carrier domain adaptive iterative filter. The algorithm utilizes the correlation of multipath clutter with the same Doppler shift at the same carrier frequency in subcarrier domain to reject the zero and non-zero Doppler shift multipath clutter. Simulation and experiment data processing results show the superiority of the proposed algorithm.

Key words: Passive bistatic radar; Digital broadcasting television signals; Multipath clutter rejection; Recursive Least Square (RLS) algorithm

1 引言

近年来, 利用空间中存在的非合作式照射源进行目标探测的外辐射源雷达(又称无源雷达)因抗电子干扰、抗超低空突防、反隐身等优势而受到关注。数字广播电视信号(数字音频广播(DAB)、数字视频广播(DVB-T)、数字地面多媒体广播(DTMB)和数字调幅广播(DRM))等数字广播在全球分布广泛,

正逐渐取代传统模拟广播, 可作为无源雷达优秀的照射源, 国内外很多学者都在研究以数字广播作为照射源的无源雷达^[1-6]。以高频段为例, DRM广播作为世界范围内唯一的非专利数字广播, 以它作为非合作照射源的雷达系统兼具无源雷达和高频雷达的多种优点。另一个方面, 其类图钉性的模糊函数特性, 使DRM广播可作为理想的照射源^[7-9]。

无源雷达多采用两通道: 参考通道和监测通道。监测通道信号除了接收目标回波信号外, 还不可避免地存在直达波和零频多径回波(统称为零频多径杂波), 且存在由于海洋等引起的非零频多径杂波, 这些零频和非零频杂波会掩盖目标信息。常用的杂波抑制算法有最小均方算法(LMS)、归一化最小均方算法(NLMS)、递归最小二次方算法(RLS)

收稿日期: 2018-01-24; 改回日期: 2018-06-01; 网络出版: 2018-08-14

*通信作者: 洪升 shenghong@ncu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61461030, 61661032, 61761030), 江西省科技厅自然科学基金项目(20161BAB203079, 20161BAB212038)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61461030, 61661032, 61761030), The Natural Science Fund of Jiangxi Province (20161BAB203079, 20161BAB212038)

和基于时域正交子空间投影算法(ECA)等^[10-14]。作者针对零频多径杂波提出了RLS-C算法,相比于RLS算法,该算法能够降低滤波器阶数和降低算法计算量^[6]。然而上述的算法通常只适用于零频多径杂波。本文在此基础上,提出RLS-CD算法,该算法不仅能够抑制零频多径杂波,而且可以抑制非零频多径杂波,增强了雷达系统检测目标的能力。

本文结合高频段无源雷达,首先分析含零频和非零频多径杂波的数字广播电视信号无源雷达接收信号模型;然后从理论上分析RLS-CD算法的原理;最后利用仿真数据和实测数据验证算法性能。

2 DRM信号简介和接收信号建模

DRM广播是继调幅、调频广播之后发展起来的第3代数字广播。它采用正交频分复用(OFDM)调制技术,可以有效对抗多径干扰产生的频率选择性衰落和解决多径时延扩展问题。OFDM符号采用多载波调制技术,利用一系列相互正交的子载波来传输数据流。这些同时传递的数据流组成了OFDM符号的有用部分,再通过相邻OFDM符号之间插入循环前缀(CP)作为保护间隔,即可构成一个完整的OFDM符号^[15,16]。

无源雷达的参考通道用来获取参考信号。而监测通道接收到的信号包含直达波、静止物体(如建筑物)散射产生的零频多径杂波、运动物体(如海浪)散射产生的非零频多径杂波、以及目标回波和噪声。海面对雷达的发射信号有着复杂的调制与反射,海风、海浪等自然因素会使得雷达接收到的经海面反射的回波信号带有多普勒频移。相比于飞机等快速目标产生的多普勒频移,这些非零频海杂波的多普勒频移较小在零频附近。直达波可看作时间延迟为0的特殊零频多径杂波。监测通道某个阵元接收到的时域信号模型可以表示为

$$s(t) = \sum_{p=0}^P A^p d(t - \tau^p) + \sum_{r=1}^R A^r d(t - \tau^r) e^{j2\pi f_d^r t} + \sum_{q=1}^Q A^q d(t - \tau^q) e^{j2\pi f_d^q t} + n(t) \quad (1)$$

式中, $d(t)$ 为直达波,它是发射信号的延迟信号; $P+1, R$ 和 Q 分别为零频多径杂波条数、非零频多径杂波条数和目标个数; A^p 和 τ^p 分别为第 p 条零频多径杂波的复包络幅度和时间延迟; A^r, τ^r 和 f_d^r 分别为第 r 条非零频多径杂波的复包络幅度、时间延迟和多普勒频移; A^q, τ^q 和 f_d^q 分别为第 q 个目标回波的复包络幅度、时间延迟和多普勒频移; $n(t)$ 为监测通道内的噪声。

进一步地,选取第 l 个符号的监测通道信号采样数据 $s_l(t)$, $d_l(t)$ 为第 l 个符号的发射信号采样, $n_l(t)$ 为第 l 个符号的噪声,则 $s_l(t)$ 可以表示为

$$s_l(t) = \sum_{p=0}^P A^p d_l(t - \tau^p) + \sum_{r=1}^R A^r d_l(t - \tau^r) e^{j2\pi f_d^r t} + \sum_{q=1}^Q A^q d_l(t - \tau^q) e^{j2\pi f_d^q t} + n_l(t) \quad (2)$$

对于采用OFDM调制技术的发射信号, $d_l(t)$ 可以表示为

$$d_l(t) = \sum_{k=1}^{N_s} C_{l,k} e^{j2\pi k \Delta f t}, \quad t = (l-1)T_s + T_g; T_0: lT_s \quad (3)$$

式中, $C_{l,k}$ 为有效子载波 k 第 l 个符号所对应的复调制码元归一化值; N_s 为有效子载波的个数; Δf 为有效子载波频率间隔; T_s 为完整OFDM符号的时间长度; T_g 为OFDM符号的保护间隔时间长度; T_0 为时域采样间隔。

将式(3)代入式(2), $s_l(t)$ 进一步表示为

$$s_l(t) = \sum_{p=0}^P A^p \sum_{k=1}^{N_s} C_{l,k} e^{j2\pi k \Delta f (t - \tau^p)} + \sum_{r=1}^R A^r \left(\sum_{k=1}^{N_s} C_{l,k} e^{j2\pi k \Delta f (t - \tau^r)} \right) e^{j2\pi f_d^r t} + \sum_{q=1}^Q A^q \left(\sum_{k=1}^{N_s} C_{l,k} e^{j2\pi k \Delta f (t - \tau^q)} \right) e^{j2\pi f_d^q t} + n_l(t), \quad t = (l-1)T_s + T_g; T_0: lT_s \quad (4)$$

3 RLS-CD算法分析

RLS-CD算法是在RLS-C算法的基础上,结合非零频多径杂波的多普勒频移范围,利用同一载频下含有相同多普勒频移的多径杂波在载波域上可以合并成一项的性质,在载波域上应用多个1阶RLS滤波器,自适应地滤除监测通道信号中的零频和非零频多径杂波,保留期望的目标回波信号。下面详细介绍滤波原理:

将采样得到的时域监测通道信号按OFDM完整符号划分,去除每个OFDM符号的保护间隔,对余下部分进行离散傅里叶变换(DFT),即将时域监测通道信号变换到载波域。由于DFT的点数为2的幂次方,而有效载波子载波的个数不一定是2的幂次方,所以仅保留有效子载波上携带的数据。令 $Y_{l,k}$ 为监测通道信号有效子载波 k 第 l 个符号对应的载波域信号采样值(L 表示OFDM符号的个数)。则载波域的监测通道信号可以表示为矩阵形式:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{1,1} & \cdots & Y_{1,k} & \cdots & Y_{1,N_s} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{l,1} & \cdots & Y_{l,k} & \cdots & Y_{l,N_s} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{L,1} & \cdots & Y_{L,k} & \cdots & Y_{L,N_s} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中， \mathbf{Y} 的每一行向量表示为 $\mathbf{Y}_l = [Y_{l,1} \cdots Y_{l,k} \cdots Y_{l,N_s}]$ ； \mathbf{Y} 的每一列向量表示为 $\mathbf{Y}_k = [Y_{1,k} \cdots Y_{l,k} \cdots Y_{L,k}]^T$ 。

将式(4)中第 l 个符号的时域采样数据 $s_l(t)$ 进行DFT变换，得到监测通道信号第 l 个符号对应的载波域信号向量 \mathbf{Y}_l 的表达式为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_l = & \sum_{p=0}^P A^p e^{-jw_k \tau^p} D_l(w_k) \\ & + \sum_{r=1}^R A^r e^{-j(w_k - 2\pi f_d^r) \tau^r} D_l(w_k - 2\pi f_d^r) \\ & + \sum_{q=1}^Q A^q e^{-j(w_k - 2\pi f_d^q) \tau^q} D_l(w_k - 2\pi f_d^q) + \mathbf{N}_l \end{aligned} \quad (6)$$

式中，

$$\begin{aligned} D_l(w_k) &= \text{DFT}(d_l(t)) = [C_{l,1} \cdots C_{l,k} \cdots C_{l,N_s}] \\ D_l(w_k - 2\pi f_d^r) &= \text{DFT}(d_l(t) e^{j2\pi f_d^r t}) \\ D_l(w_k - 2\pi f_d^q) &= \text{DFT}(d_l(t) e^{j2\pi f_d^q t}) \\ w_k &= 2\pi \frac{k}{T_u} = 2\pi k \Delta f \\ \mathbf{N}_l &= [N_{l,1} \cdots N_{l,k} \cdots N_{l,N_s}] \end{aligned}$$

考虑到在一个符号内的多普勒频移的相位旋度非常小，可近似得到

$$e^{j2\pi f_d^r t} \approx e^{j2\pi f_d^r [(l-1)T_s + T_g]}, \quad \forall t \in [(l-1)T_s + T_g, lT_s] \quad (7)$$

$$e^{j2\pi f_d^q t} \approx e^{j2\pi f_d^q [(l-1)T_s + T_g]}, \quad \forall t \in [(l-1)T_s + T_g, lT_s] \quad (8)$$

将式(7)和式(8)代入式(6)中，监测通道信号第 l 个符号对应的载波域信号向量 \mathbf{Y}_l 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_l = & \sum_{p=0}^P A^p [e^{-jw_1 \tau^p} C_{l,1} \\ & \cdots e^{-jw_k \tau^p} C_{l,k} \cdots e^{-jw_{N_s} \tau^p} C_{l,N_s}] \\ & + \sum_{r=1}^R A^r e^{j2\pi f_d^r [(l-1)T_s + T_g]} [e^{-j(w_1 - 2\pi f_d^r) \tau^r} C_{l,1} \\ & \cdots e^{-j(w_k - 2\pi f_d^r) \tau^r} C_{l,k} \cdots e^{-j(w_{N_s} - 2\pi f_d^r) \tau^r} C_{l,N_s}] \\ & + \sum_{q=1}^Q A^q e^{j2\pi f_d^q [(l-1)T_s + T_g]} [e^{-j(w_1 - 2\pi f_d^q) \tau^q} C_{l,1} \\ & \cdots e^{-j(w_k - 2\pi f_d^q) \tau^q} C_{l,k} \cdots e^{-j(w_{N_s} - 2\pi f_d^q) \tau^q} C_{l,N_s}] \\ & + \mathbf{N}_l \end{aligned} \quad (9)$$

进一步得到 \mathbf{Y}_l 中 $Y_{l,k}$ 的表达式：

$$\begin{aligned} Y_{l,k} = & \sum_{p=0}^P A^p e^{-jw_k \tau^p} C_{l,k} \\ & + \sum_{r=1}^R A^r e^{-j(w_k - 2\pi f_d^r) \tau^r} e^{j2\pi f_d^r [(l-1)T_s + T_g]} C_{l,k} \\ & + \sum_{q=1}^Q A^q e^{-j(w_k - 2\pi f_d^q) \tau^q} e^{j2\pi f_d^q [(l-1)T_s + T_g]} C_{l,k} \\ & + N_{l,k} \end{aligned} \quad (10)$$

$\mathbf{Y}_k = [Y_{1,k} \cdots Y_{l,k} \cdots Y_{L,k}]^T$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_k = & \sum_{p=0}^P A^p e^{-jw_k \tau^p} \mathbf{Q}_k + \sum_{r=1}^R A^r e^{-j(w_k - 2\pi f_d^r) \tau^r} \mathbf{U}_k^r \\ & + \sum_{q=1}^Q A^q e^{-j(w_k - 2\pi f_d^q) \tau^q} \mathbf{U}_k^q + \mathbf{N}_k \\ = & \beta_k \mathbf{Q}_k + \sum_{r=1}^R \gamma_k^r \mathbf{U}_k^r + \sum_{q=1}^Q \gamma_k^q \mathbf{U}_k^q + \mathbf{N}_k \end{aligned} \quad (11)$$

式中，

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_k &= [C_{1,k} \cdots C_{l,k} \cdots C_{L,k}]^T \\ \mathbf{U}_k^r &= [e^{j2\pi f_d^r T_g} C_{1,k} \cdots e^{j2\pi f_d^r [(l-1)T_s + T_g]} C_{l,k} \\ & \cdots e^{j2\pi f_d^r [(L-1)T_s + T_g]} C_{L,k}]^T \\ \mathbf{U}_k^q &= [e^{j2\pi f_d^q T_g} C_{1,k} \cdots e^{j2\pi f_d^q [(l-1)T_s + T_g]} C_{l,k} \\ & \cdots e^{j2\pi f_d^q [(L-1)T_s + T_g]} C_{L,k}]^T \end{aligned}$$

$$\mathbf{N}_k = [N_{1,k} \cdots N_{l,k} \cdots N_{L,k}]^T, \beta_k = \sum_{p=0}^P A^p e^{-jw_k \tau^p}$$

$$\gamma_k^r = A^r e^{-j(w_k - 2\pi f_d^r) \tau^r}, \gamma_k^q = A^q e^{-j(w_k - 2\pi f_d^q) \tau^q}$$

需要特别说明的是：假如存在两个或多个非零频多径杂波的多普勒频移 f_d^r 相同，那么，在 \mathbf{Y}_k 中这些非零频多径杂波对应部分的 \mathbf{U}_k^r 相同，可以进行合并。

在式(11)中， \mathbf{U}_k^q 和 \mathbf{Q}_k 及 \mathbf{U}_k^r 几乎不相关，且噪声部分与其他3项均不相关。需要注意，相对于非零多径杂波，由于目标的移动速度快，目标回波的多普勒频移要大一些，这样便于区分目标和非零频多径杂波的多普勒频移范围。RLS滤波器的原理是根据滤波器输入信号中存在与参考信号相关的成分，自适应滤除输入信号中与参考信号相关的那部分信号。基于上述 \mathbf{Y}_k 中各成分之间的不相关特性，结合RLS的滤波原理可以在 N_s 个有效子载波上分别运用1阶RLS自适应滤波器滤除零频多径杂波和非零频多径杂波。具体以 \mathbf{Q}_k 为RLS滤波器的参考信号， \mathbf{Y}_k 为输入信号，自适应地滤除 \mathbf{Y}_k 中与 \mathbf{Q}_k 相

关的部分；再根据需要滤除非零频多径杂波的多普勒频移范围确定相应抑制范围，以 U_k^r 为RLS滤波器参考信号，上个RLS滤波器输出 e_k 为输入信号，自适应地滤除 Y_k 中与 U_k^r 相关的部分。其滤波过程可以用如图1所示的流程图表示。

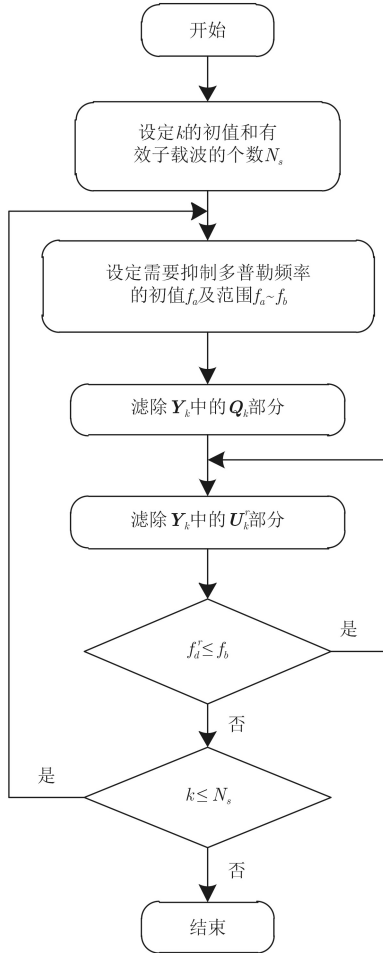


图1 RLS-CD算法的滤波过程流程图

在流程图中滤除 Y_k 中 Q_k 部分的迭代步骤可参考文献[17]中RLS算法的经典迭代步骤，用如下的伪代码表示：

输入端： Y_k, Q_k ，并初始化 $W_k(0) = 0, P_k(0) = \delta^{-1}I$ ，其中 δ 是一个很小的值， I 是一个常数。

for 符号 $n = 1$ to L do

$$e_k(n) \leftarrow Y_k(n) - W_k^*(n-1)Q_k(n)$$

$$k_k(n) \leftarrow \frac{P_k(n-1)Q_k(n)}{\lambda + Q_k^*(n)P_k(n-1)Q_k(n)}$$

$$P_k(n) \leftarrow \frac{1}{\lambda} [P_k(n-1) - k_k(n)Q_k^*(n)P_k(n-1)]$$

$$W_k(n) \leftarrow W_k(n-1) + k_k(n)e_k^*(n)$$

式中， λ 是遗忘因子； $k_k(n)$ 是增益因子。

end

输出端： $e_k = [e_k(1) \cdots e_k(n) \cdots e_k(L)]^T$ 。

同理，滤除 Y_k 中 U_k^r 部分可以用如下的伪代码表示：

输入端：令 $Y_k = e_k, U_k^r$ ，同样初始化 $W_k(0) = 0, P_k(0) = \delta^{-1}I$ 。

for 符号 $n = 1$ to L do

$$e_k(n) \leftarrow Y_k(n) - W_k^*(n-1)U_k^r(n)$$

$$k_k(n) \leftarrow \frac{P_k(n-1)U_k^r(n)}{\lambda + U_k^{r*}(n)P_k(n-1)U_k^r(n)}$$

$$P_k(n) \leftarrow \frac{1}{\lambda} [P_k(n-1) - k_k(n)U_k^{r*}(n)P_k(n-1)]$$

$$W_k(n) \leftarrow W_k(n-1) + k_k(n)e_k^*(n)$$

end

输出端： $e_k = [e_k(1) \cdots e_k(n) \cdots e_k(L)]^T$ 。

4 仿真数据分析

本节将通过仿真数据验证RLS-CD算法的性能。仿真参数设置如下：基本工作参数符合DRM标准B模式，工作带宽为10 kHz，有效载波个数为 $N_s = 207$ ，符号个数为 $L = 512$ ，IDFT和DFT的点数为 $N_u = 256$ ，采样点数为 $N = 163840$ ，整个相干处理时间为13.6 s。多径杂波和目标可以看作是发射信号经过时间延迟和多普勒频移的样本。假设模拟出13个零频多径杂波，模拟出2个非零频多径杂波，模拟出1个目标。模拟的多径杂波和目标的参数如表1所示。噪声选用高斯白噪声。RLS-CD算法中多个自适应滤波器的遗忘因子都为 $\lambda = 0.99$ ，滤波器阶数为1。

表1 模拟多径及目标的相关参数

参数	采样点延迟	多普勒频移(Hz)	信噪比(dB)
零频多径	0, 1, ..., 12	0	60, 55, ..., 0
非零频多径	6, 8	-1, 1	10, 20
目标回波	10	8	-5

图2是未经过杂波抑制的监测通道信号和参考通道信号匹配滤波得到的RD谱图。从图中可见模拟的目标完全被掩盖，只能观察到零频附近的多径杂波。图3是利用RLS-C算法对监测通道信号进行杂波抑制后得到的RD谱图，从图中可见零频多径杂波被抑制，模拟的非零频多径杂波和目标都能够被找到，但是目标显然要比非零频多径杂波微弱许多，很容易遗漏。图4是利用RLS-CD算法对监测通道信号进行杂波抑制后得到的RD谱图，从图中只能观察到仿真设定的模拟目标。监测信号中相应的零频和非零频多径杂波已被抑制，目标回波信号

得以保留，相应的模拟目标凸显出来。图5是经RLS-C和RLS-CD算法抑制后目标距离元截面图，相比于RLS-C算法，RLS-CD算法不仅能够抑制零频多径杂波，而且能够抑制非零频多径杂波，滤波后基底的平均归一化功率下降，目标的信噪比提升了12 dB左右。

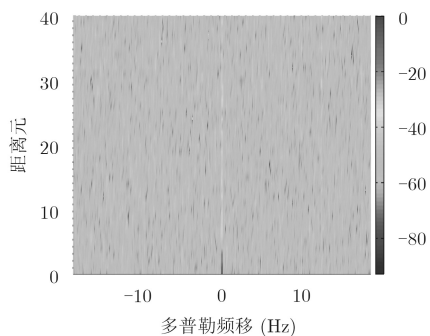


图2 杂波抑制前的RD谱

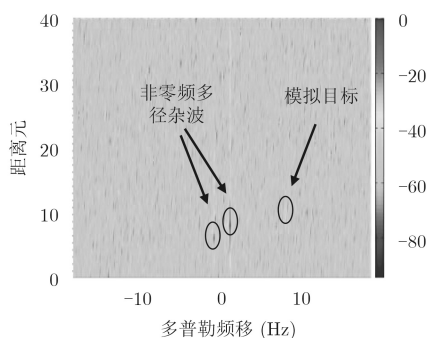


图3 RLS-C算法抑制后的RD谱

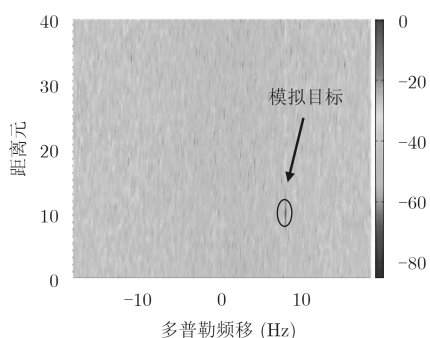


图4 RLS-CD算法抑制后的RD谱

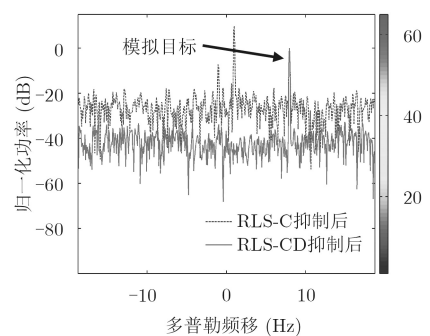


图5 RLS-C算法和RLS-CD算法抑制后目标距离元截面图

5 实测数据分析

为了进一步证明该算法在处理实测数据时的抑制效果，借助以 DRM广播为辐射源的无源雷达系统，并选取接收到的一组实测数据进行仿真分析。该系统的发射站位于青岛市，接收站位于海阳市，两地间的距离约为50 km。接收站的天线为16元线阵，发射站发射的DRM广播信号符合DRM标准B模式，工作频率为10 MHz。实测数据中参考信号采用基于波束形成的直接获取方式。由于DRM信号的波长 λ 较大为30 m，选取相干积累处理时间 T 为6.8 s时，在飞行径向加速度 a 较小的情况下满足 $T < \sqrt{\lambda/2a}$ ，不会产生多普勒徙动。主要用于探测飞机等高速目标。

图6是利用实测数据中未进行杂波抑制的监测信号和参考信号匹配滤波得到的RD谱图，在图中根本无法识别任何目标，只能观察到零频的强多径杂波。图7是利用RLS-C算法对监测信号中零频多径杂波抑制后得到的RD谱图，飞机目标能够被检测出来，但是零频附近存在大量的非零频多径杂波(主要是海杂波)，且这些非零频多径海杂波的多普勒频移集中在-1.5 Hz至+1.5 Hz之间。图8是利用RLS-CD算法对监测信号中零频和多普勒频移为-1.5 Hz至+1.5 Hz之间的非零频多径海杂波抑制后得到的RD谱图，监测信号中零频多径杂波和相应多普勒频移范围内的非零频多径杂波基本消除，位于距离元4的飞机目标凸显出来。图9给出分别经RLS-C和RLS-CD算法抑制后目标距离元截面对比图，在经RLS-C算法抑制后，目标距离元截面零频附近残留着强非零频多径杂波。而经RLS-CD算法抑制后，目标距离元截面不存在强非零频多径杂波。另外，包括目标多普勒点在内的40个多普勒距离单元(黑色框内部分)经RLS-C算法处理后基底的平均归一化功率为-17.7 dB，而RLS-CD算法处理后基底的平均归一化功率为-20.6 dB，信噪比提升了约3 dB。

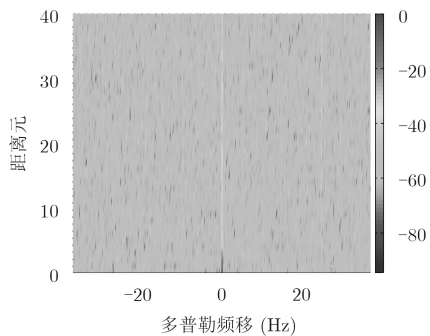


图6 实测数据杂波抑制前的RD谱

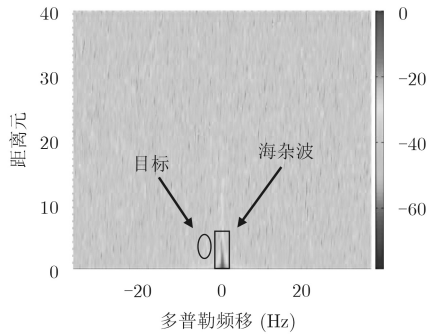


图7 实测数据经RLS-C算法抑制后的RD谱

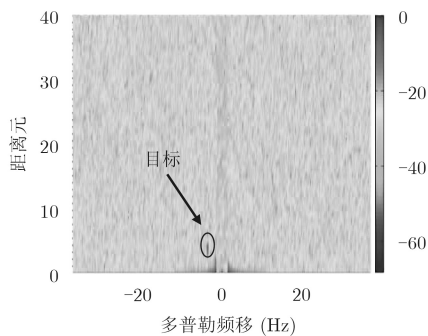


图8 实测数据经RLS-C算法抑制后的RD谱

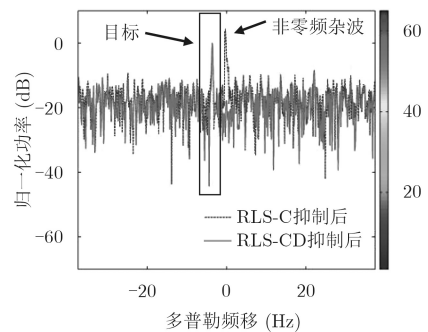


图9 RLS-C算法和RLS-CD算法抑制后目标距离元截面图

6 结论

本文针对监测通道信号中不仅含有零频多径杂波,且存在非零频多径杂波的现状,更加完善地构建了OFDM波形无源雷达监测通道信号时域和载波域模型,并提出了一种RLS-CD算法,该算法利用多个1阶RLS滤波器可简单有效地在载波域抑制零频和非零频多径杂波。通过理论分析证实了该算法的杂波抑制原理,仿真和实测数据结果也证明了经过RLS-CD算法抑制非零频多径杂波后,目标的信噪比相比仅抑制零频杂波时得以提升,从而进一步增强了系统的综合探测能力。

参考文献

- [1] DEAKHTIAN M, BOLVARDI H, and SHEIKHI A. Dynamic clutter suppression and multi-target detection in DVB-T based passive radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, 2017, 53(4): 1812–1825. doi: [10.1109/TAES.2017.2674138](https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2674138).
- [2] SCHUPBACH C, PATRY C, MAASTORP F, et al. Micro-UAV detection using DAB-based passive radar[C]. 2017 IEEE Radar Conference, Seattle, USA, 2017: 1037–1040. doi: [10.1109/RADAR.2017.7944357](https://doi.org/10.1109/RADAR.2017.7944357).
- [3] GASSIER G, CHABRIEL G, BARRERE J, et al. A unifying approach for disturbance cancellation and target detection in passive radar using OFDM[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(22): 5959–5971. doi: [10.1109/TSP.2016.2600511](https://doi.org/10.1109/TSP.2016.2600511).
- [4] CHABRIEL G and BARRERE J. Adaptive target detection techniques for OFDM-based passive radar exploiting spatial diversity[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(22): 5873–5884. doi: [10.1109/TSP.2017.2742980](https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2742980).
- [5] 万显荣, 程熠瑶, 易建新, 等. DTMB外辐射源雷达参考信号重构信道估计新方法[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(5): 1044–1050. doi: [10.11999/JEIT160796](https://doi.org/10.11999/JEIT160796).
WAN Xianrong, CHENG Yiyao, YI Jianxin, et al. Novel channel estimation of reference signal reconstruction for DTMB-based passive radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(5): 1044–1050. doi: [10.11999/JEIT160796](https://doi.org/10.11999/JEIT160796).
- [6] ZHAO Zhixin, ZHOU Xinhua, ZHU Sihang, et al. Reduced complexity multipath clutter rejection approach for DRM-based HF passive bistatic radar[J]. *IEEE Access*, 2017, 5(1): 20228–20234. doi: [10.1109/ACCESS.2017.2756075](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2756075).
- [7] 唐波, 程水英, 张浩. 外辐射源雷达模糊函数副峰抑制算法研究[J]. *电子学报*, 2015, 43(6): 1058–1064. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2015.06.003](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2112.2015.06.003).
TANG Bo, CHENG Shuiying, and ZHANG Hao. Ambiguity function side peaks suppression for passive radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2015, 43(6): 1058–1064. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2015.06.003](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2112.2015.06.003).
- [8] THOMAS J M, GRIFFITHS H D, and BAKER C J. Ambiguity function analysis of digital radio mondiale signals for HF passive bistatic radar[J]. *Electronics Letters*, 2006, 42(25): 1482–1483. doi: [10.1049/el:20062896](https://doi.org/10.1049/el:20062896).
- [9] THOMAS J M, BAKER C J, and GRIFFITHS H D. DRM signals for HF passive bistatic radar[C]. 2007 IET International Conference on Radar Systems, Edinburgh, UK, 2007: 1–5. doi: [10.1049/cp:20070642](https://doi.org/10.1049/cp:20070642).
- [10] TANG Hui, WAN Xianrong, YI Jianxin, et al. Performance of the least squares filter for passive radar interference cancellation applications[J]. *IET Radar Sonar & Navigation*, 2017, 11(8): 1208–1215. doi: [10.1049/iet-rsn.2016.0410](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2016.0410).
- [11] GARRY J L, BAKER C J, and SMITH G E. Evaluation of direct signal suppression for passive radar[J]. *IEEE*

- Transactions on Geoscience & Remote Sensing*, 2017, 55(7): 3786–3799. doi: [10.1109/TGRS.2017.2680321](https://doi.org/10.1109/TGRS.2017.2680321).
- [12] SHAN Tao, MA Yahui, TAO Ran, *et al.* Multi-channel NLMS-based sea clutter cancellation in passive bistatic radar[J]. *IEICE Electronics Express*, 2014, 11(20): 1–12. doi: [10.1587/elex.11.20140872](https://doi.org/10.1587/elex.11.20140872).
- [13] 刘建成, 赵宏志, 全厚德, 等. 迭代变步长LMS算法及性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(7): 1674–1680. doi: [10.11999/JEIT141501](https://doi.org/10.11999/JEIT141501).
- LIU Jiancheng, ZHAO Hongzhi, QUAN Houde, *et al.* Iteration-based variable step-size LMS algorithm and its performance analysis[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(7): 1674–1680. doi: [10.11999/JEIT141501](https://doi.org/10.11999/JEIT141501).
- [14] COLONE F, O'HAGAN D W, LOMBARDO P, *et al.* A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, 2009, 45(2): 698–722. doi: [10.1109/TAES.2009.5089551](https://doi.org/10.1109/TAES.2009.5089551).
- [15] ETSI ES 201980 V3.1.1 Digital Radio Mondiale (DRM): System specification[S]. European Telecommunication Standards Institute (ETSI), Sophia Antipolis, France, 2009: 138–140.
- [16] KIM S J, PARK K W, LEE K T, *et al.* Detection method for digital radio mondiale plus in hybrid broadcasting mode[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2013, 59(1): 9–15. doi: [10.1109/TCE.2013.6490235](https://doi.org/10.1109/TCE.2013.6490235).
- [17] 张贤达. 现代信号处理[M]. 第2版, 北京: 清华大学出版社, 2002: 206–208.
- ZHANG Xianda. *Modern Signal Processing*[M]. Second Ed., Beijing: Tsinghua University Press, 2002: 206–208.
- 赵志欣: 女, 1986年生, 讲师, 博士, 主要研究方向为雷达信号处理.
周新华: 男, 1994年生, 硕士生, 研究方向为外辐射源雷达杂波抑制.
洪升: 女, 1987年生, 讲师, 博士, 主要研究方向为阵列信号处理和雷达信号处理.
翁涛: 男, 1995年生, 硕士生, 研究方向为外辐射源雷达数据处理.
王玉峰: 男, 1977年生, 教授, 博士, 主要研究方向为雷达通信一体化.