

基于信道分段平滑的外辐射源雷达非平稳杂波抑制方法

万显荣* 刘玉琪 程丰 易建新

(武汉大学电子信息学院 武汉 430072)

摘要: 复杂电磁环境下, 外辐射源雷达中多径杂波可能具备非平稳的跳变特性。该文针对这种跳变型非平稳杂波, 结合辐射源信号的正交频分复用(OFDM)调制特性, 提出一种基于信道分段平滑的杂波抑制方法。首先建立了跳变杂波的时域信号模型, 然后结合OFDM信号结构将其变换到子载波域, 接着在子载波域对各OFDM符号进行信道估计与分段平滑, 最后利用该信道平滑值和对应段的参考信号抑制非平稳杂波。仿真和实测数据表明, 该方法能够有效抑制跳变型的非平稳杂波。

关键词: 外辐射源雷达; 杂波抑制; 信道分段平滑; 非平稳杂波; 正交频分复用(OFDM)

中图分类号: TN958.97

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)01-0132-08

DOI: 10.11999/JEIT190754

Nonstationary Clutter Suppression Method for Passive Radar Based on Channel Segmentation and Smoothing

WAN Xianrong LIU Yuqi CHENG Feng YI Jianxin

(School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: In the complex electromagnetic environment, multipath clutter in passive radar may be nonstationary and has jump characteristics. In order to suppress this kind of non-stationary clutter, a clutter suppression method is proposed based on channel segmentation and smoothing, which combines the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) modulation of the transmitting signal. First, the temporal domain signal model of the jumping clutter is established. Then it is transformed into subcarrier-domain by using the OFDM structure. After channel estimation of each OFDM symbol and smoothing the segmented channel estimation, the non-stationary clutter can be suppressed by the smoothed channel estimation and reference signal in each segment. Simulation and experiment data show that the proposed method can effectively suppress the non-stationary clutter with jumping characteristic.

Key words: Passive radar; Clutter suppression; Channel segmentation and smoothing; Non-stationary clutter; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

1 引言

外辐射源雷达, 又称无源雷达, 是一种利用第

三方辐射源信号进行目标探测的双/多基地雷达系统, 具有节约频谱资源、绿色环保、隐蔽性好、易于组网等诸多优势^[1]。外辐射源雷达因发射信号未知, 通常在接收端设置参考和监测两路通道, 分别用来接收参考信号和目标散射信号。当前, 随着数字广播、数字电视以及数字通信网络等在全球兴起, 基于数字信号的外辐射源雷达逐步成为近年新体制雷达的研究热点^[2-7]。相对于调频广播(FM)等模拟信号, 新一代数字信号多采用正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplex, OFDM)调制技术。这是一种无线环境下的多载波传输技术, 具有频谱利用率高、抗多径衰落能力强的优点^[8]。

然而, 第三方的数字信号并非专为雷达探测而设计, 相干匹配后直达波和多径杂波的旁瓣掩盖目标回波, 降低了目标探测性能, 此时杂波抑制是提

收稿日期: 2019-09-29; 改回日期: 2019-11-12; 网络出版: 2019-11-30

*通信作者: 万显荣 xrwan@whu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61931015, 61701350), 国家重点研发计划(2016YFB0502403), 博士后创新人才支持计划(BX201600117), 湖北省自然科学基金(2016CFA061), 湖北省技术创新重大专项(2019AAA061)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61931015, 61701350), The National Key Research and Development Program (2016YFB0502403), The Postdoctoral Innovation Talent Support Program (BX201600117), The Natural Science Foundation of Hubei Province (2016CFA061), The Major Technical Innovation Projects of Hubei Province (2019AAA061)

升系统探测能力的关键手段^[9]。现有杂波抑制方法，如最小二乘(Least Square, LS)算法及扩展相消算法(Extensive Cancellation Algorithm, ECA)^[10]等，均假定积累时间内直达波和多径杂波具备非时变特性^[9]。但在城市和丛林等复杂电磁环境下^[11-13]，直达波和多径杂波可能表现出时变特性^[14]。特别地，该时变特性会引起监测通道中多径杂波幅度的跳变。在本文中，将这种跳变型的杂波定义为非平稳杂波。针对这类非平稳杂波，利用现今常用的ECA类杂波抑制方法^[10,15-17]，如ECA及子载波扩展相消(ECA by subCarrier, ECA-C)算法^[17]抑制后，监测通道存在较多杂波残留，目标回波被残留杂波所掩盖。

基于此，本文借助第三方辐射源信号的OFDM调制特性，估计每个OFDM符号的信道响应值；然后利用该信道响应值识别监测信道的跳变时刻并分段；接着对各段信道响应值进行平滑处理，再利用该信道平滑值和对应段的参考信号抑制非平稳杂波；最后利用仿真和实测数据进行了验证。

2 问题描述

2.1 杂波时域特性

外辐射源雷达参考和监测信号的时域模型可表示为

$$\left. \begin{aligned} s_{\text{ref}}(t) &= \beta_0 d(t) + n_{\text{ref}}(t) \\ s_{\text{surv}}(t) &= \sum_{i=0}^{N_c} h_i^c(t, \tau_i^c) \otimes d(t) \\ &\quad + \sum_{q=0}^Q \alpha_q d(t - \tau_q) e^{j2\pi f_{D,q} t} + n_{\text{surv}}(t) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中，符号“ \otimes ”为卷积操作， $d(t)$ 为直达波信号， β_0 为对应的传播损耗。 $h_i^c(t, \tau_i^c)$ 是时延为 τ_i^c 的多径杂波信道响应； α_q, τ_q 和 $f_{D,q}$ 分别为第 q 个目标的复幅度、时延和多普勒频率； N_c 和 Q 分别为多径数和目标个数。 $n_{\text{ref}}(t)$ 和 $n_{\text{surv}}(t)$ 分别为参考和监测通道噪声，均服从高斯分布。

通常，多径杂波被认为具有非时变特性，此时式(1)中监测信号第 i 条多径杂波的信道响应可表示为

$$h_i^c(t, \tau_i^c) = \gamma_i \delta(t - \tau_i^c) \quad (2)$$

式中， γ_i 为第 i 条多径杂波的路径损耗系数， $\delta(t)$ 为冲激响应。可以看出，在非时变信道下，多径杂波的路径损耗系数与时间无关。

然而，在外辐射源雷达中，复杂电磁环境可能导致多径杂波在时域表现出跳变特性。同样以第 i 条多径杂波为例，假定该多径杂波处于跳变状态，此时其路径损耗系数随时间变化，即

$$\gamma_i(t) = \begin{cases} \tilde{\gamma}_i, & t \in T_1 \\ \gamma_i, & t \in \text{其它} \end{cases} \quad (3)$$

式中，定义 T_1 为多个跳变时间段的组合，即 $T_1 = [t_1 + \Delta T_1, t_2 + \Delta T_2, \dots, t_N + \Delta T_N]$ 。其中， t_1, t_2, \dots, t_N 分别为跳变起始时刻， $\Delta T_1, \Delta T_2, \dots, \Delta T_N$ 为各跳变段的持续时间。

从式(3)中可以看出，当多径杂波具备跳变特性时，其信道响应的路径损耗系数随时间而变化，本文后续即针对该类跳变杂波进行研究。为简化分析，假定参考和监测通道满足如下条件：(1) 参考通道通过信号重构获得纯净参考信号；(2) 监测通道包含非时变直达波、 M 条非时变多径杂波、 N 条跳变多径杂波及噪声信号；(3) 监测区域仅存在1个动目标，其复幅度、时延和多普勒频率为 $(\alpha_0, \tau_0, f_{D,0})$ 。此时，式(1)中的时域信号模型可简化为

$$\left. \begin{aligned} s_{\text{ref}}^r(t) &= d(t) \\ s_{\text{surv}}(t) &= c_0 d(t) + \sum_{m=1}^M \gamma_m d(t - \tau_m^c) \\ &\quad + \sum_{n=1}^N \gamma_n(t) d(t - \tau_n^c) + \alpha_0 d(t - \tau_0) e^{j2\pi f_{D,0} t} \\ &\quad + n_{\text{surv}}(t) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中， $s_{\text{ref}}^r(t)$ 为重构后参考信号，也即发射信号。

2.2 子载波域信号模型

目前，外辐射源雷达可供利用的OFDM信号主要采用CP-OFDM和TDS-OFDM两种调制模式。不同调制模式下的雷达信号处理流程不一，本文主要针对CP-OFDM信号进行研究。在CP-OFDM符号中，为消除由多径传播带来的符号间和载波间干扰，将OFDM符号后部的采样值复制到前面，实现循环前缀(Cyclic Prefix, CP)对符号的扩展。令 T_g 为CP长度， T_u 为OFDM有效数据体长度，则扩展后的OFDM符号周期变为 $T_e = T_g + T_u$ 。

在CP-OFDM外辐射源雷达中，发射信号 $d(t)$ 由多个OFDM符号组成。不失一般性，发射信号可表示为

$$d(t) = \sum_{l=0}^{L-1} d_l(t - lT_e) \quad (5)$$

式中， l 是时域OFDM符号索引； L 是OFDM符号个数； $d_l(t)$ 是第 l 个OFDM符号，可表示为

$$d_l(t) = \sum_{k=0}^{N_u-1} C_{l,k} e^{j2\pi k \Delta f t}, t \in lT_e + [-T_g, T_u] \quad (6)$$

式中， k 为子载波索引； N_u 为一个OFDM符号子载波总个数； Δf 为子载波间隔； $C_{l,k}$ 为第 l 个OFDM符号中第 k 个子载波调制数据。

由CP-OFDM符号定义, 可将参考和监测信号从时域变换到子载波域^[15]。为简化分析, 假定式(3)中 $T_1 = [l_1 T_e + \Delta L_1 T_e, l_2 T_e + \Delta L_2 T_e, \dots, l_N T_e + \Delta L_N T_e]$, 即多径杂波的跳变时刻为第 l_1, l_2, \dots, l_N 个OFDM符号索引的起始时刻, 且跳变段的持续时间包含整数个OFDM符号, 此时 $\Delta L_1, \Delta L_2, \dots, \Delta L_N$ 为单个OFDM符号的整数倍。

假设监测通道第 l 个OFDM符号处于信道跳变时刻, 则其第 k 个子载波调制数据可表示为^[18]

$$Y_{l,k} = c_0 C_{l,k} + \sum_{m=1}^M \gamma_m e^{-j2\pi k \Delta f \tau_m^c} C_{l,k} + \sum_{n=1}^N \tilde{\gamma}_n e^{-j2\pi k \Delta f \tau_n^c} C_{l,k} + \alpha_0 e^{j2\pi f_{D,0}(T_g + \tau_0)} \cdot e^{j2\pi f_{D,0} l T_c} e^{j2\pi k \Delta f \tau_0} C_{l,k} + N_{l,k} \quad (7)$$

式中, $N_{l,k}$ 为噪声的子载波域表示, 等式右侧第3项中的 $\tilde{\gamma}_n$ 表明该OFDM符号处于跳变状态。对于非跳变的OFDM符号, 将 $\tilde{\gamma}_n$ 置换为 γ_n 同理可得。

3 非平稳杂波抑制

目前, 外辐射源雷达杂波抑制算法主要包含时域和空域两类。其中空域算法的杂波抑制性能受限于阵列孔径, 在复杂电磁环境下, 存在自由度过载的问题。时域算法则利用监测通道中直达波和多径杂波是参考信号的时延这一特点, 通过自适应滤波器或正交投影来消除杂波。但对于跳变杂波, 仅利用时延后的参考信号不能表征多径杂波的跳变状态, 杂波抑制后, 监测通道中会存在较多的杂波残留。本文则针对该类跳变杂波, 结合发射信号的CP-OFDM特征, 在子载波域利用信道识别和分段平滑实现跳变杂波抑制。所提方法的整体实现流程如图1所示, 其具体实现步骤如下。

步骤1 利用参考和监测信号的子载波调制数据 $C_{l,k}$ 和 $Y_{l,k}$ 获取第 l 个OFDM符号中第 k 个子载波的频域信道响应值 $H_{l,k}$, 即

$$H_{l,k} = \frac{Y_{l,k}}{C_{l,k}} = c_0 + \sum_{m=1}^M \gamma_m e^{-j2\pi k \Delta f \tau_m^c} + \sum_{n=1}^N \tilde{\gamma}_n e^{-j2\pi k \Delta f \tau_n^c} + \alpha_0 e^{j2\pi f_{D,0}(T_g + \tau_0)} \cdot e^{j2\pi f_{D,0} l T_c} e^{j2\pi k \Delta f \tau_0} + \frac{N_{l,k}}{C_{l,k}} \quad (8)$$

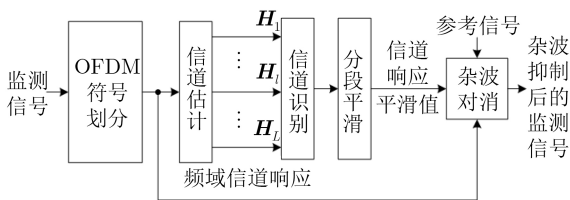


图1 所提方法的杂波抑制流程

步骤2 将监测通道频域信道响应值表述为矩阵形式, 即

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{0,0} & \cdots & H_{l,0} & \cdots & H_{L-1,0} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{0,k} & \cdots & H_{l,k} & \cdots & H_{L-1,k} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{0,N_u-1} & \cdots & H_{l,N_u-1} & \cdots & H_{L-1,N_u-1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中, 第 l 列表示第 l 个OFDM符号的频域信道响应。利用该信道响应按以下步骤实现信道识别并对监测信号进行时间分段:

(1) 求取矩阵 \mathbf{H} 每一列(与一个OFDM符号对应)中信道响应幅值之和, 即 $H_l = \sum_{k=0}^{N_u-1} |H_{l,k}|$, 得到行向量 $\bar{\mathbf{H}} = [H_0, \dots, H_l, \dots, H_{L-1}]$;

(2) 对 $\bar{\mathbf{H}}$ 微分, 获取 $\bar{\mathbf{H}}$ 中相邻两元素之差, 得到新的行向量 $\Delta \bar{\mathbf{H}} = [\Delta H_0, \dots, \Delta H_l, \dots, \Delta H_{L-2}]$;

(3) 对 $\Delta \bar{\mathbf{H}}$ 中的元素进行门限检测, 其中门限由经验值法获得。绝对值超出门限的峰值所在位置即为信道特性的跳变时刻, 以此时刻对监测通道信号进行时间分段。

步骤3 对信道识别并分段后的监测信号信道响应进行平滑处理, 即求取每段监测信号的平均信道响应:

$$\bar{H}_k^p = \frac{1}{Z} \sum_{l=P_1}^{P_2} H_{l,k} \quad (10)$$

其中 p 为信道识别分段后的时间段序号, Z 为该段监测信号所占据的OFDM符号个数, P_1 和 P_2 分别为该时间段的起始与终止OFDM符号索引。式(10)中, \bar{H}_k^p 可分为3部分, 即杂波、目标回波和噪声的平均信道响应, 三者可表示为 \bar{H}_k^c , \bar{H}_k^{tar} 和 \bar{H}_k^n , 此时

$$\left. \begin{aligned} \bar{H}_k^c &= \frac{1}{Z} \sum_{l=P_1}^{P_2} \left[c_0 + \sum_{m=1}^M \gamma_m e^{-j2\pi k \Delta f \tau_m^c} + \sum_{n=1}^N \tilde{\gamma}_n e^{-j2\pi k \Delta f \tau_n^c} \right] \\ \bar{H}_k^{\text{tar}} &= \frac{1}{Z} \sum_{l=P_1}^{P_2} \alpha_0 e^{j2\pi f_{D,0}(T_g + \tau_0)} e^{j2\pi f_{D,0} l T_c} e^{j2\pi k \Delta f \tau_0} \\ \bar{H}_k^n &= \frac{1}{Z} \sum_{l=P_1}^{P_2} \frac{N_{l,k}}{C_{l,k}} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

观察式(11)可知, \bar{H}_k^c 与OFDM符号索引 l 无关, 即

$$\bar{H}_k^c \approx c_0 + \sum_{m=1}^M \gamma_m e^{-j2\pi k \Delta f \tau_m^c} + \sum_{n=1}^N \tilde{\gamma}_n e^{-j2\pi k \Delta f \tau_n^c} \quad (12)$$

而目标回波的平均信道响应可写为

$$\begin{aligned}\bar{H}_k^{\text{tar}} &= \alpha_0 e^{j2\pi f_{D,0}(T_e + \tau_0)} e^{j2\pi k \Delta f \tau_0} \frac{1}{Z} \sum_{l=P_1}^{P_Z} e^{j2\pi f_{D,0} l T_e} \\ &= \alpha_0 e^{j2\pi f_{D,0}(T_e + \tau_0 + P_1 T_e)} e^{j2\pi k \Delta f \tau_0} \frac{1}{Z} \sum_{l=0}^{Z-1} e^{j2\pi f_{D,0} l T_e} \\ &= \alpha_0 e^{j2\pi f_{D,0}(T_e + \tau_0 + P_1 T_e)} e^{j2\pi k \Delta f \tau_0} e^{j\pi f_{D,0}(Z-1)T_e} \\ &\quad \cdot \frac{\sin(\pi f_{D,0} Z T_e)}{Z \sin(\pi f_{D,0} T_e)}\end{aligned}\quad (13)$$

式中， $\sin(\pi f_{D,0} Z T_e) / \sin(\pi f_{D,0} T_e)$ 为狄利克雷核函数，很容易证明当目标多普勒频率 $f_{D,0}$ 远大于多普勒分辨率 $f_0 = 1/(Z T_e)$ （即 $f_{D,0} Z T_e \gg 1$ ）时，上述狄利克雷核函数约等于零，也即通过平滑处理可消除信道响应中的目标回波部分。另外，噪声 $N_{l,k}$ 与发射信号 $C_{l,k}$ 不相关，则信道响应平滑后 $\bar{H}_k \approx 0$ 。

因此，经信道平滑后，每段监测信号的平均信道响应仅包含杂波部分，利用该平均信道响应 \bar{H}_k^p 进行杂波抑制不会削弱目标回波能量。

步骤4 利用每段监测信号减去对应时间段参考信号与信道响应平滑值的乘积，得到杂波抑制后的监测信号，即

$$S_{\text{CR}}^l[k] = Y_{l,k} - \bar{H}_k^p \cdot C_{l,k}, \quad l \in [P_1, P_Z] \quad (14)$$

式(14)表示第 p 段监测信号的杂波抑制过程，其他各段同理操作。其中 \bar{H}_k^p 为第 p 段监测信号在第 k 个子载波处的信道响应平滑值， $S_{\text{CR}}^l[k]$ 为杂波抑制后的频域监测信号，将 $S_{\text{CR}}^l[k]$ 经逆离散傅里叶变换即可得到杂波抑制后的时域监测信号。

4 仿真与实测数据处理

4.1 仿真分析

仿真实验中，假定监测信号存在两类杂波A和B，其中A类杂波具备非跳变特性，B类杂波具备非平稳的跳变状态。仿真信号由CP-OFDM符号组成，每个OFDM符号持续时间为 $460.8 \mu\text{s}$ ，其中循环前缀占 $51.2 \mu\text{s}$ ，OFDM符号有效数据体占 $409.6 \mu\text{s}$ ，采样间隔为 $0.1 \mu\text{s}$ ，单场数据由1696个OFDM符号组成。定义第400到第447个OFDM符号以及第1000到第1047个OFDM符号为B类杂波的跳变时段，其中跳变时段杂波的杂噪比比非跳变时段高 $\Delta c = 0.2 \text{ dB}$ 。多径杂波的其他仿真参数如表1所示。同时仿真中还生成一路目标回波信号，其时延、多普勒频率和信噪比分别为 $1.8 \mu\text{s}$ ， 80 Hz 和 -45 dB 。

本文距离多普勒(Range-Doppler, RD)谱均采用“距离相关+多普勒变换”的方式计算^[19]。图2为仿真数据杂波抑制前的RD谱，谱中零频附近可见仿真的多径杂波，目标峰值被杂波旁瓣所掩盖。

为充分验证所提算法的有效性，本文引入ECA-C算法进行对比。图3为ECA-C算法抑制后的RD谱，从谱中可见大量杂波残留，目标峰值被残留杂波掩盖，说明ECA-C算法不能有效抑制该类跳变型杂波。

图4和图5分别为本文算法步骤2得到的各OFDM符号信道响应幅值之和 \bar{H} 以及对 \bar{H} 的微分 $\Delta\bar{H}$ 。从图4可明显看出监测信号信道的跳变时段，其起始与终止时刻的OFDM符号索引与仿真参数一致。图5为对信道响应幅值之和的微分，此时，微分操作在信道跳变的起始和终止时刻形成明显的峰值，通过设置一经验门限检测该峰值，即可对信道的跳变与非跳变时段进行识别与分段。

图6为本文算法杂波抑制后的RD谱，对比图3可以看出，经信道识别与分段杂波抑制后，RD谱上无杂波残留，目标峰值凸显，表明本文算法能有效抑制跳变型的非平稳杂波。图7进一步对比了ECA-C算法和本文算法得到的目标距离维截面。

表1 多径杂波仿真参数

	时延(μs)	杂噪比(dB)	
		非跳变段	跳变段
A类杂波	0:0.5:7	37:-2:9	37:-2:9
B类杂波	1.8:1:12.8	30:-2:8	(30:-2:8)+0.2

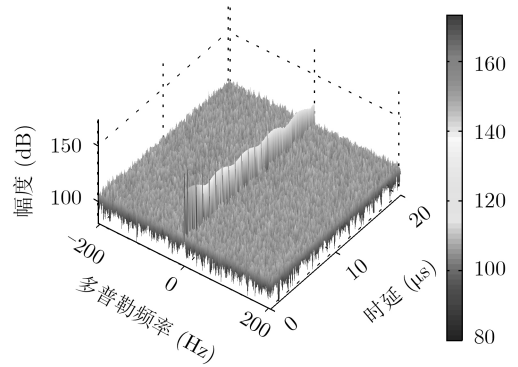


图2 杂波抑制前RD谱

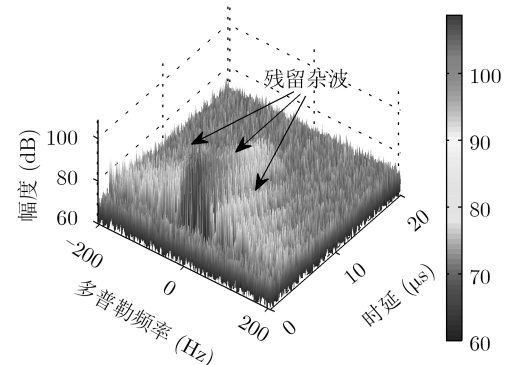


图3 ECA-C算法杂波抑制后的RD谱

经ECA-C杂波抑制后,目标峰值被残留杂波旁瓣所掩盖,而本文算法能够有效抑制跳变型非平稳杂波,在目标距离维截面上,仅存在目标峰值,且无残留杂波。

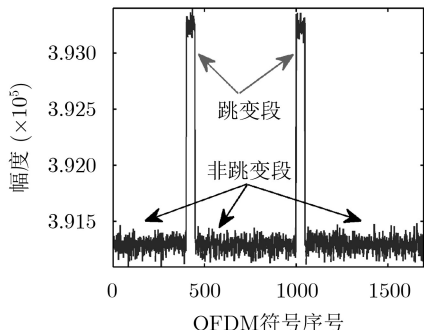


图4 信道响应幅值之和

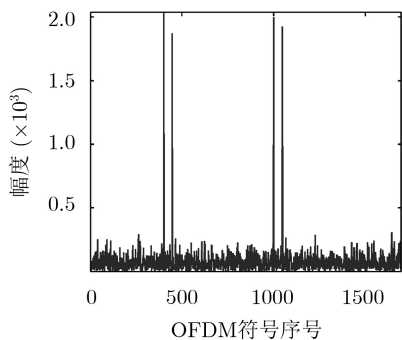


图5 信道响应幅值之和的微分

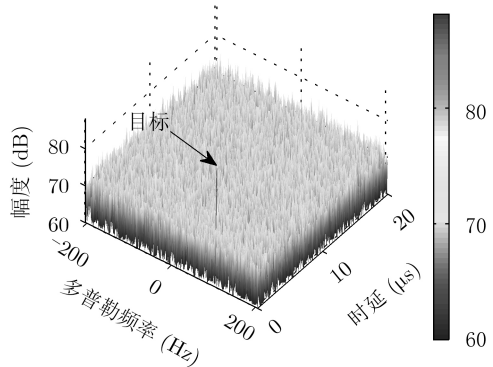


图6 本文算法杂波抑制后的RD谱

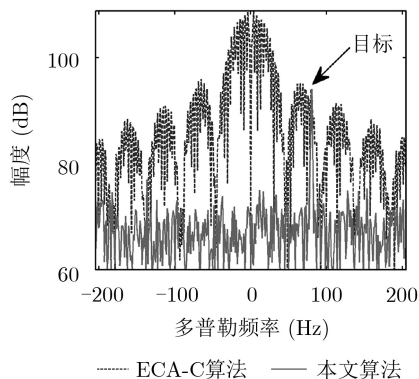


图7 杂波抑制后的目标距离维截面

进一步地,讨论不同 Δc 下本文算法的杂波抑制性能。其中杂波抑制性能由杂波抑制前后监测信号功率之比来评估,该评估标准称为杂波抑制比^[20]。设置 Δc 是起点为0 dB,终点为2 dB,步进为0.2 dB的序列,图8给出了不同 Δc 值下算法杂波抑制比。图8中 $\Delta c = 0$ 表示监测信号无跳变杂波,此时所得杂波抑制比为其理论上限。当 $\Delta c = 0$ 时,两种算法杂波抑制比相等,随着 Δc 值的增加,本文算法杂波抑制比保持不变,维持在理论上限附近,而ECA-C算法的杂波抑制比随之降低。这表明本文算法在不同 Δc 下均可有效抑制跳变杂波,而ECA-C算法的杂波抑制性能随跳变幅度 Δc 的增加而下降。当 $\Delta c = 2$ dB时,本文算法杂波抑制比比ECA-C算法高出约10 dB。

4.2 实测数据处理

为进一步验证所提算法的有效性,本节给出实测数据处理结果。武汉大学电波传播实验室利用自主研制的外辐射源雷达系统于2017年7月展开了外场实验,系统以数字电视信号作为机会照射源^[21],并实验过程中持续探测到一类跳变型非平稳杂波。图9为某段实测数据的OFDM符号信道响应幅值之和,从图中可明显看出传播信道具备非平稳的跳变特性。

为便于分析,以该段实测数据为例,在监测通道中注入一信噪比约为-32 dB的动目标信号,其时

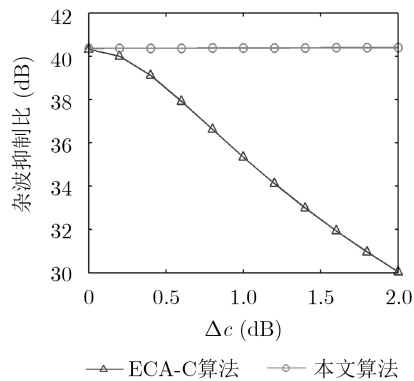


图8 算法杂波抑制性能对比

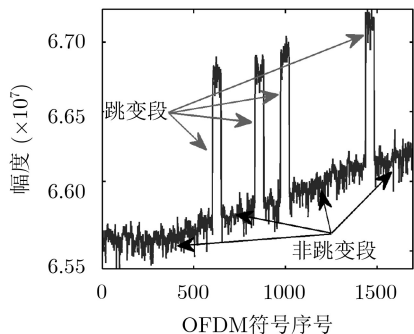


图9 实测数据信道响应幅值之和

延和多普勒频率分别为 $38\ \mu\text{s}$ 和 $30\ \text{Hz}$ 。图10为杂波抑制前的RD谱。由于多径杂波的存在，仿真目标被掩盖，且多径杂波的跳变使其旁瓣在RD谱上展宽。图11为ECA-C杂波抑制后的RD谱，ECA-C算法能够抑制零多普勒杂波，但对于跳变型的非平稳杂波，抑制后存在大量杂波残留，仿真目标被该残留杂波所掩盖。

图12为该段实测数据监测信道响应幅值之和的微分。如图所示，微分操作在传播信道跳变的起始和终止时刻形成明显峰值，通过检测峰值位置即可对信道的跳变段和非跳变段进行识别与分段。图13是本文所提算法杂波抑制后的RD谱，对比图11，该算法能够有效抑制跳变型非平稳杂波，经杂波抑制后，时延 $3.8\ \mu\text{s}$ ，多普勒频率为 $30\ \text{Hz}$ 的仿真目标

凸显。图中以 $50\ \text{Hz}$ 为周期的残留杂波是由接收机内部结构造成，对该类杂波的抑制是后续工作之一。图14对比了实测数据经ECA-C算法和本文算法抑制后的目标距离维截面。相比于ECA-C算法，本文算法对跳变型的非平稳杂波更有效，杂波抑制后的目标回波不会被残留杂波的旁瓣所掩盖。

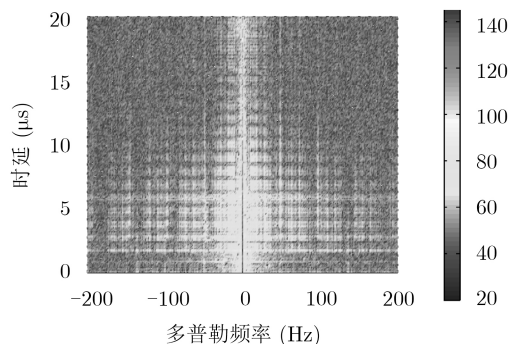


图 10 实测数据杂波抑制前RD谱

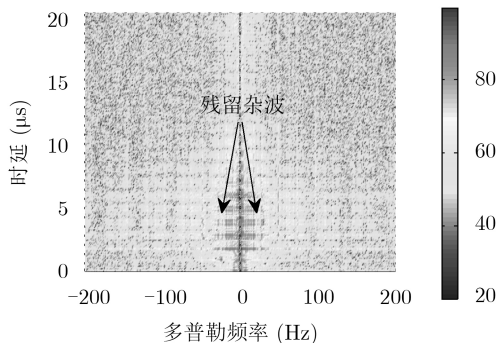


图 11 ECA-C算法杂波抑制后的实测数据RD谱

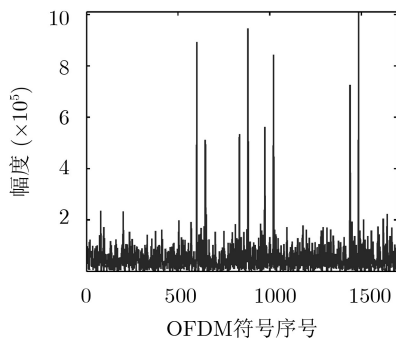


图 12 实测数据信道响应幅值之和的微分

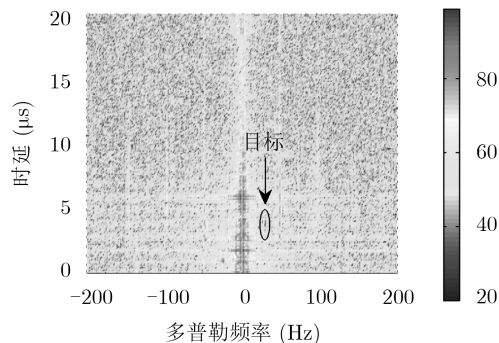


图 13 本文算法杂波抑制后的实测数据RD谱

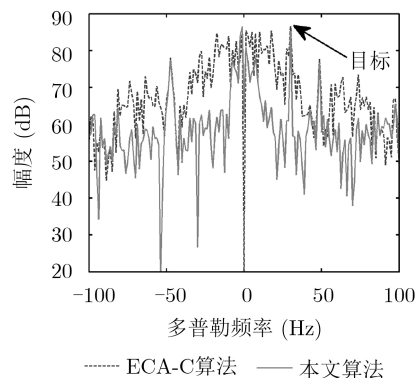


图 14 实测数据经杂波抑制后的目标距离维截面

5 结束语

本文利用发射源信号的CP-OFDM调制特性，提出了一种基于信道分段平滑的外辐射源雷达非平稳杂波抑制方法。针对外场实验探测到的跳变型非平稳杂波，文章推导了其子载波域信号模型。在此基础上，针对杂波的跳变特性，提出了基于信道分段平滑的杂波抑制方法。相对于现有杂波抑制方法，本文方法利用了发射信号的调制特性，通过分段平滑抑制，有效缓解了残留杂波对目标回波的掩盖。仿真和实测数据均验证了所提算法的有效性。本文当前工作侧重于跳变型非平稳杂波的抑制，对该类杂波形成机理的探究是后续工作的重点。

参考文献

[1] 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. doi: 10.3724/SP.J.1300.2012.20027.

- 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. doi: [10.3724/SP.J.1300.2012.20027](https://doi.org/10.3724/SP.J.1300.2012.20027).
- [2] 万显荣, 岑博, 程丰, 等. 基于CMMB的外辐射源雷达信号模糊函数分析与处理[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(10): 2489–2493. doi: [10.3724/SP.J.1146.2011.00132](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2011.00132).
- WAN Xianrong, CEN Bo, CHENG Feng, *et al.* Ambiguity function analysis and processing of CMMB signal based passive radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(10): 2489–2493. doi: [10.3724/SP.J.1146.2011.00132](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2011.00132).
- [3] COLEMAN C and YARDLEY H. Passive bistatic radar based on target illuminations by digital audio broadcasting[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2008, 2(5): 366–375. doi: [10.1049/iet-rsn:20080019](https://doi.org/10.1049/iet-rsn:20080019).
- [4] PALMER J E, HARMS H A, SEARLE S J, *et al.* DVB-T passive radar signal processing[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(8): 2116–2126. doi: [10.1109/TSP.2012.2236324](https://doi.org/10.1109/TSP.2012.2236324).
- [5] 吕晓德, 张汉良, 杨璟茂, 等. 基于LTE信号的外辐射源雷达副峰特性及抑制方法研究[J]. *电子与信息学报*, 2018, 40(10): 2498–2505. doi: [10.11999/JEIT180019](https://doi.org/10.11999/JEIT180019).
- LÜ Xiaode, ZHANG Hanliang, YANG Jingmao, *et al.* Research on characteristics and suppression methods of side peaks of passive radar based on LTE signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(10): 2498–2505. doi: [10.11999/JEIT180019](https://doi.org/10.11999/JEIT180019).
- [6] WAN Xianrong, YI Jianxin, ZHAO Zhixin, *et al.* Experimental research for CMMB-based passive radar under a multipath environment[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2014, 50(1): 70–85. doi: [10.1109/TAES.2013.120737](https://doi.org/10.1109/TAES.2013.120737).
- [7] 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).
- [8] BERGER C R, DEMISSIE B, HECKENBACH J, *et al.* Signal processing for passive radar using OFDM waveforms[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 226–238. doi: [10.1109/jstsp.2009.2038977](https://doi.org/10.1109/jstsp.2009.2038977).
- [9] GARRY J L, BAKER C J, and SMITH G E. Evaluation of direct signal suppression for passive radar[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2017, 55(7): 3786–3799. doi: [10.1109/TGRS.2017.2680321](https://doi.org/10.1109/TGRS.2017.2680321).
- [10] 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 and Electronic Systems*, 2009, 45(2): 698–722. doi: [10.1109/TAES.2009.5089551](https://doi.org/10.1109/TAES.2009.5089551).
- [11] LIU Yuqi, WAN Xianrong, TANG Hui, *et al.* Digital television based passive bistatic radar system for drone detection[C]. 2017 IEEE Radar Conference, Seattle, USA, 2017: 1493–1497. doi: [10.1109/RADAR.2017.7944443](https://doi.org/10.1109/RADAR.2017.7944443).
- [12] YU Xiaohan, CHEN Xiaolong, HUANG Yong, *et al.* Radar moving target detection in clutter background via adaptive dual-threshold sparse fourier transform[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 58200–58211. doi: [10.1109/ACCESS.2019.2914232](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2914232).
- [13] 陈小龙, 关键, 黄勇, 等. 雷达低可观测目标精细化处理及应用[J]. *科技导报*, 2017, 35(20): 19–27. doi: [10.3981/j.issn.1000-7857.2017.20.002](https://doi.org/10.3981/j.issn.1000-7857.2017.20.002).
- CHEN Xiaolong, GUAN Jian, HUANG Yong, *et al.* Radar refined processing and its applications for low-observable moving target[J]. *Science & Technology Review*, 2017, 35(20): 19–27. doi: [10.3981/j.issn.1000-7857.2017.20.002](https://doi.org/10.3981/j.issn.1000-7857.2017.20.002).
- [14] BOLVARDI H, DERAKHTIAN M, and SHEIKHI A. Dynamic clutter suppression and multitarget detection in a DVB-T-based passive radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, 53(4): 1812–1825. doi: [10.1109/TAES.2017.2674138](https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2674138).
- [15] COLONE F, PALMARINI C, MARTELLI T, *et al.* Sliding extensive cancellation algorithm for disturbance removal in passive radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2016, 52(3): 1309–1326. doi: [10.1109/TAES.2016.150477](https://doi.org/10.1109/TAES.2016.150477).
- [16] SCHWARK C and CRISTALLINI D. Advanced multipath clutter cancellation in OFDM-based passive radar systems[C]. The 2016 IEEE Radar Conference, Philadelphia, USA, 2016: 1–4. doi: [10.1109/RADAR.2016.7485166](https://doi.org/10.1109/RADAR.2016.7485166).
- [17] POUILLIN D. Passive detection using digital broadcasters (DAB, DVB) with COFDM modulation[J]. *IET Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 143–152. doi: [10.1049/ip-rsn:20045017](https://doi.org/10.1049/ip-rsn:20045017).
- [18] LIU Yuqi, YI Jianxin, WAN Xianrong, *et al.* Evaluation of clutter suppression in CP-OFDM-based passive radar[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2019, 19(14): 5572–5586. doi: [10.1109/JSEN.2019.2907660](https://doi.org/10.1109/JSEN.2019.2907660).

- [19] MOSCARDINI C, PETRI D, CAPRIA A, *et al.* Batches algorithm for passive radar: A theoretical analysis[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2015, 51(2): 1475–1487. doi: [10.1109/TAES.2015.130407](https://doi.org/10.1109/TAES.2015.130407).
- [20] YI Jianxin, WAN Xianrong, LI Deshi, *et al.* Robust clutter rejection in passive radar via generalized subband cancellation[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2018, 54(4): 1931–1946. doi: [10.1109/TAES.2018.2805228](https://doi.org/10.1109/TAES.2018.2805228).
- [21] FANG Gao, YI Jianxin, WAN Xianrong, *et al.* Experimental research of multistatic passive radar with a single antenna for drone detection[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 33542–33551. doi: [10.1109/ACCESS.2018.2844556](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2844556).
- 万显荣：男，1975年生，教授，博士生导师，研究方向为新体制雷达设计，如外辐射源雷达，高频雷达系统及信号处理。
- 刘玉琪：男，1990年生，博士生，研究方向为雷达信号处理、实时信号处理。
- 程 丰：男，1975年生，副教授，硕士生导师，研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理。
- 易建新：男，1989年生，博士，研究方向为雷达信号处理、目标跟踪和信息融合。