

一种改进的被动雷达直达干扰抑制方案

彭章友, 马晓颖[†], 王涇燃, 陈俊杰, 李林霄

(上海大学 特种光纤与光接入网省部共建重点实验室, 上海 200072)

摘要: 研究被动雷达系统中直达信号干扰的抑制问题. 针对实际场景中系统主通道与参考通道之间存在频域与时域上的链路差异, 提出一种改进的直达干扰抑制方案. 利用最大似然原理对参考通道与主通道的频差进行补偿, 使用分层搜索的方法降低算法复杂度, 进而基于解卷积的算法对时域失真进行恢复. 仿真结果显示, 与现有方案相比, 所提出方案能够克服通道链路差异带来的不利影响, 精确重构出主通道中的直达干扰信号, 实现最佳的干扰抑制效果, 具有很好的实用价值.

关键词: 被动雷达; 干扰抑制; 最大似然; 解卷积

中图分类号: TN974

文献标志码: A

An improved interference cancellation scheme for passive radar

PENG Zhang-you, MA Xiao-ying[†], WANG Jing-ran, CHEN Jun-jie, LI Lin-xiao

(Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: In this paper, direct path interference cancellation for a passive radar system is investigated. A new cancellation scheme is proposed to address inevitable hardware discrepancy between the surveillance channel and the reference channel. In the proposed scheme, firstly, the frequency deviation between the two channels is reduced based on the maximum likelihood principle, and the hierarchical search method is used to reduce the complexity, then the distortion in time domain is compensated via a de-convolutional algorithm. The numerical results show that, the proposed scheme can effectively compensate the discrepancy between the two channels and reconstruct the direct interference signals in the surveillance channel accurately, which can improve the interference cancellation performance and is attractive in practical scenarios.

Keywords: passive radar; interference cancellation; maximum likelihood; de-convolution

0 引言

在被动雷达系统^[1-4]中, 外辐射源信号经目标反射后到达接收机, 雷达接收到的目标反射信号往往受到外辐射源直达信号的强烈干扰, 干信比通常高达 50 dB^[2,5], 严重地影响了系统的探测能力. 因此, 抑制直达信号干扰是被动雷达检测中必须解决的关键问题之一.

时域抑制方法是消除直达信号干扰常用的手段之一^[6-8], 其基本思想是利用参考通道中的直达信号消除主通道(即用于获取目标反射信号的通道)中的直达干扰信号. 目前已有不少学者针对不同优化准则和实际需求出发, 提出了不同的时域干扰抑制算法. Cardinali 等^[9]将基于不同优化准则的自适应滤波算法用于直达信号干扰的抑制中, 这些算法包括

LMS 算法、NLMS 算法和 LS 算法等, 并取得了一定的效果. Zeng^[10]将基于 block LMS 的干扰抑制算法应用于基于 DTTB 信号的无源雷达系统中, 实验结果显示该算法实现了对干扰的有效抑制. Colone 等^[11]利用正交信号空间的特性, 提出了 ECA 算法, 该方法将主通道信号投影到与杂波信号子空间正交的子空间上, 实现了对杂波干扰的可靠抑制, 同时还针对 ECA 算法复杂度较高的问题进行了进一步改进, 并提出 SCA 算法, 通过自适应调整投影矩阵, 使每次投影后的杂波抑制比达到最大. Colone 等^[12]将多阶处理引入 ECA 算法中, 提出 ECA B&S 算法, 可以同时消除多个杂波干扰信号. Guan 等^[13]提出一种基于 phase-offset block 的 LMS 算法, 该算法利用插值理论有效解决了直达信号时延非采样间隔整数倍的问题. Guan

收稿日期: 2017-06-01; 修回日期: 2017-11-06.

责任编辑: 阳春华.

作者简介: 彭章友(1965—), 男, 教授, 博士生导师, 从事无线通信、雷达算法等研究; 马晓颖(1993—), 女, 硕士生, 从事雷达算法的研究.

[†]通讯作者. E-mail: kzx@shu.edu.cn

等^[14]提出了一种基于 Adaptive block notch filter^[15]的干扰信号抑制算法,Zhang^[16]提出了一种基于EM准则的联合时延-多普勒估计器,这两种算法虽然考虑了干扰信号与参考信号之间存在频差的情况,但对于频差较大(100 kHz以上)时,算法复杂度过高,无法用于实际系统.

现有的大多数算法并未很好地考虑实际系统中存在的一些非理想因素,其中影响直达信号干扰抑制效果的重要因素之一是主通道与参考通道之间不可避免的链路差异(如本振频差和链路时域响应差异).本振频差源于参考通道和主通道使用的两个下变频器件(从12 GHz下变频到1.5 GHz,作用是减少传输线的损耗)之间存在的一定差异,系统采用超内差接收机,接收机本振频率为10.5 GHz,根据一般晶振的稳定系数指标为10 ppm(1ppm= 10^{-6}),两个下变频器件频率偏差在 $105 \text{ GHz} \times 10^{-6} = 105 \text{ kHz}$ 范围.链路时域响应差异源于场景中信噪比较低,且主通道和参考通道使用的是不同的滤波器,本文将它们视为不同的链路响应,认为它们是存在时域响应差异的.上述差异会引起主通道中直达干扰信号与参考通道中的直达信号之间在时域和频域上均存在明显差别.在强干扰的情况下,如果不能对参考通道的直达信号进行合理的频域和时域补偿,则无法有效地消除主通道中直达干扰信号,难以保证最终的干扰抑制效果.面对频率和时域差别,常常采用导频技术进行同步,但若是利用参考信道进行同步,则因为本文中的参考通道和主通道具有不同的载波频率和时延,不能通过参考通道对主通道进行同步,而若只利用主通道进行补偿,则其效果又没有利用参考通道的效果好,所以不能用频率同步和时域同步技术进行同步.

针对上述问题,本文提出一种改进的直达干扰信号抑制方案.首先利用最大似然原理对参考通道中直达信号与主通道中直达干扰信号之间的频差进行补偿,进而基于解卷积的算法对参考通道直达信号的时域失真进行恢复,从而能够精确地重构出主通道中的直达干扰信号,实现对直达干扰信号的有效抑制.通过数值仿真,将所提出的改进方案与现有其他方案进行对比,对比结果显示,在主通道与参考通道之间存在链路差异的情况下,所提出方案能够实现更佳的干扰抑制效果,同时具有较低的算法复杂度,因此具有很好的应用价值.

1 系统模型

本文考虑如图1所示的被动雷达系统模型.

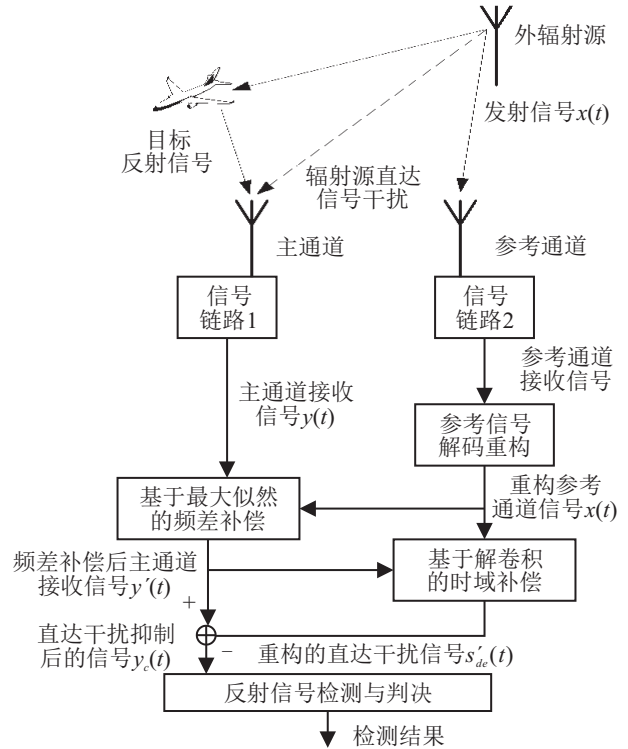


图1 被动雷达系统模型

假设发射信号为 $x(t)$,主通道接收信号 $y(t)$ 表示为

$$y(t) = s_r(t) + s_d(t) + \sqrt{P_n} \cdot n(t). \quad (1)$$

其中: $s_r(t)$ 为反射信号, $s_d(t)$ 为直达干扰信号, $n(t)$ 为热噪声, P_n 为噪声功率. $s_r(t)$ 、 $s_d(t)$ 分别表示为

$$s_r(t) = \sqrt{P_r^r} (h(t - \tau_d) * x(t - \tau_d)) e^{j2\pi(f_d + f_\alpha)t + j\phi^r}, \quad (2)$$

$$s_d(t) = \sqrt{P_r^d} (h(t) * x(t)) e^{j2\pi f_\alpha t + j\phi^d}. \quad (3)$$

其中: P_r^r 、 P_r^d 分别为对应信号分量的功率, ϕ^r 、 ϕ^d 为随机相移, f_α 为参考通道中直达信号与主通道中的频差, τ_d 和 f_d 分别为目标位置和速度引起的反射信号的时延和多普勒频差, $h(t)$ 为辐射源到接收端的信道传输响应.

需要说明的是,本文假设以数字广播电视卫星作为外辐射源,采用QPSK方式调制.因此,在高信噪比的条件下可以合理地假设在参考通道接收端发射信号 $x(t)$ 能够被完全恢复.在此假设基础上,为表述简洁,图1同样用 $x(t)$ 表示参考通道中的重构信号.

由式(3)可见,辐射源发射信号 $x(t)$ 与式(1)中待抵消的直达干扰信号 $s_d(t)$ 之间存在差异,其中 $e^{j2\pi f_\alpha t}$ 表征了主通道与参考通道的频域差异,且为未知量.若要利用 $x(t)$ 有效地消除接收信号中的 $s_d(t)$,则必须对上述未知量进行估计,这也是本文讨论的主要内容.

2 改进的直达干扰信号抑制算法

所提出的直达干扰信号抑制算法包含基于最大似然的频差补偿和基于解卷积的时域补偿两部分. 为了降低基于最大似然算法的复杂度, 提出分层搜索的方法. 每层搜索采用不同的搜索精度, 下一层搜索范围以上一层搜索结果和搜索间隔决定, 进而避免了在远离真实频差的频率区域进行不必要的精细搜索, 有效降低了算法复杂度.

2.1 基于最大似然的频差补偿算法

频差补偿算法基本原理如下所示:

$$[\tau_c, f_c] = \arg \max_{\tau, f} \left| \int y(t)(x(t-\tau)e^{j2\pi ft})^* dt \right|^2, \quad (4)$$

其中 f 和 τ 分别为参考通道与主通道中的频差变量和时延变量, 相应地, f_c, τ_c 为频差补偿算法得到的估计结果.

由于主通道中噪声 $N(t)$ 是独立、平稳的复高斯噪声, 直达径信号功率受接收天线增益影响, 可以认为其近似服从卡方分布, 式(4)中右边部分即为不同 f 和 τ 下的对数似然极大值^[17]. 为了提高基于最大似然频差搜索的计算效率, 采用分层频差搜索的方法对主通道-参考通道的频差 f_α 进行快速估计, 算法实现如下所示.

频差第 i 层估计

$$[\tau_i, f_i] = \arg \max_{\tau, f} \left| \int_0^{T_i} y(t)(x(t-\tau)e^{j2\pi ft})^* dt \right|^2, \quad (5)$$

$$i = 1, 2, 3, f \in B_i;$$

$B_i =$

$$\left\{ a \mid a = f_{\min i} + \frac{k}{5T_i}, 0 \leq k \leq 5T_i(f_{\max i} - f_{\min i}), k \in N \right\}. \quad (6)$$

其中: B_i 为第 i 次搜索需要搜索的频点集合, f_i 为第 i 层频差估计的估计结果, $f_{\max i}$ 和 $f_{\min i}$ 为第 i 层频差估计的搜索范围, T_i 为第 i 层频差估计的累积时间. 这里考虑将频差搜索分为3层, 依次为频差第1层估计、频差第2层估计、频差第3层估计.

以计算复杂度为优化目标, 选取合理的频差估计累积时间 T_i , 具体作法为: 首先进行频差第1层估计, 在频率范围 $[f_{\min}, f_{\max}]$ 内, 以 $1/5T_1$ 为搜索间隔, 需要搜索的频点数为 $(f_{\max} - f_{\min}) \cdot 5T_1$; 由于每个频点搜索的计算量正比于累计时间 T_1 , 可以利用下式表示频差第1层估计的计算复杂度:

$$C_1 = (f_{\max} - f_{\min}) \cdot 5T_1^2. \quad (7)$$

第 $i+1$ 层估计的搜索范围为 $[f_i - 1/T_i, f_i + 1/T_i]$, 搜索间隔为 $1/5T_{i+1}$, 则频差第2层估计和频差第3层

估计的计算复杂度分别为

$$C_2 = \left(\frac{2}{T_1} \right) \cdot 5T_2^2, \quad (8)$$

$$C_3 = \left(\frac{2}{T_2} \right) \cdot 5T_3^2, T_3 = \frac{1}{5 \cdot \Delta f}. \quad (9)$$

其中 Δf 为频差第3层估计的频率搜索间隔, 一般取为最终期望的频偏估计精度. 总运行时间复杂为

$$C(T_1, T_2) = (f_{\max} - f_{\min}) \cdot 5T_1^2 + \frac{10T_2^2}{T_1} + \frac{2}{5T_2 \cdot \Delta f^2}. \quad (10)$$

根据费马定理得到最优计算复杂度 C 下的 T_1 和 T_2 . 首先将函数 $C(T_1, T_2)$ 分别对 T_1 和 T_2 求偏导, 建立以下方程组:

$$\begin{cases} (f_{\max} - f_{\min}) \cdot 10T_1 - \frac{10T_2^2}{T_1^2} = 0, \\ \frac{20T_2}{T_1} - \frac{2}{5T_2^2 \cdot \Delta f^2} = 0. \end{cases} \quad (11)$$

对方程组(11)进行求解, 可计算得到最优的 T_1 和 T_2 .

为了保证估计的可靠性, 需要对频差第1层估计的估计结果进行判决(确保是直达干扰引起的累积峰值), 若输出结果不满足判决门限要求, 则动态调整累积时间 T_1 , 重新进行频差估计.

根据上述算法估计的频差 f_3 对主通道的频差进行补偿, 即

$$y'(t) = y(t)e^{-j2\pi f_3 t}. \quad (12)$$

2.2 基于解卷积的时域补偿算法

由第1节的接收信号数学模型可知, 重构后得到重构的直达信号 $x(t)$ 与主通道中的直达信号(已补偿频差)分量满足如下关系:

$$s'_d(t) = (\sqrt{P_r^d} e^{j\phi^d} h(t)) * x(t) = h_{\text{eff}}(t)x(t), \quad (13)$$

其中 $h_{\text{eff}}(t)$ 为等效信道响应. 由式(13)可见, 对直达干扰信号抑制的关键在于如何利用 $y'(t)$ 和 $x(t)$ 实现对时域响应 $h_{\text{eff}}(t)$ 的估计, 从而可以精确重构出 $s'_d(t)$, 对直达干扰进行抵消. 本节考虑使用解卷积的方式恢复时域响应 $h_{\text{eff}}(t)$, 考虑到接收信号中存在噪声信号, 首先利用 $x(t)$ 对 $x(t)$ 和 $y'(t)$ 分别进行互相关预处理(反射信号功率较低, 此处忽略), 如下式所示:

$$R_{xx}(t) = \int x(\tau)x(\tau-t)d\tau, \quad (14)$$

$$R_{y'x}(t) = \int y'(\tau)x(\tau-t)d\tau = h_{\text{eff}}(t) * R_{xx}(t) + \sqrt{P_n}R_{n'x}(t). \quad (15)$$

其中 $R_{y'x}(t)$ 、 $R_{xx}(t)$ 和 $R_{n'x}(t)$ 分别为重构信号 $x(t)$ 与 $y'(t)$ 、 $x(t)$ 和 $n'(t)$ 互相关结果. 由于噪声信号 $n'(t)$ 与信号 $x(t)$ 相互独立, 若信号的长度无限长, 则其互相关结果 $R_{n'x}(t) = 0$, 此时 $R_{n'x}(t)$ 基本可以忽略. 对

$R_{y'x}(t)$ 进行解卷积处理,即可恢复时域响应 $h_{\text{eff}}(t)$,如下所示:

$$\tilde{h}_{\text{eff}}(t) = R_{y'x}(t) * \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{1}{\mathcal{F}\{R_{xx}(t)\}} \right\}. \quad (16)$$

使用频域方法实现式(16)解卷积运算,算法实现如图2所示.

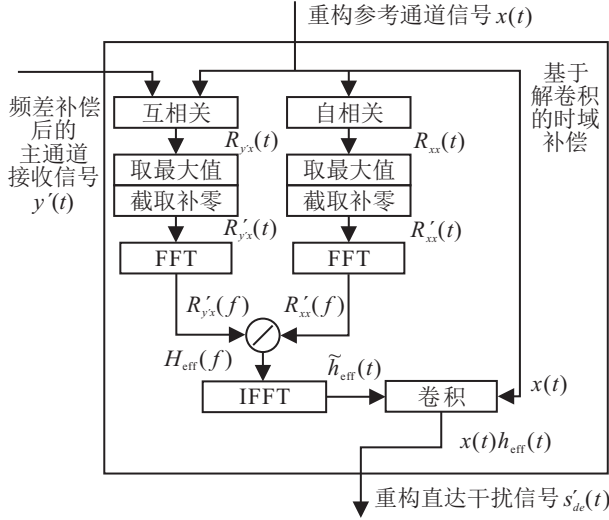


图2 基于解卷积的时域补偿算法处理

算法具体实现步骤如下. 设 $R_{y'x}(f)$ 、 $R_{xx}(f)$ 和 $R_{N'x}(f)$ 分别为 $R_{y'x}(t)$ 、 $R_{xx}(t)$ 和 $R_{N'x}(t)$ 的频域表示,此时时域响应 $H_{\text{eff}}(f)$ 满足

$$H_{\text{eff}}(f) = \frac{R_{y'x}(f)}{R_{xx}(f)} - \sqrt{P_n} \frac{R_{N'x}(f)}{R_{xx}(f)}. \quad (17)$$

设重构信号 $x(t)$ 与接收信号 $y'(t)$ 的互相关结果 $R_{y'x}(t)$ 仅在 $t = \tau'$ 处及附近存在峰值,此时信号幅度远大于噪声幅度,为进一步消除噪声影响,将 $R_{y'x}(t)$ 与 $R_{xx}(t)$ 按下式进行截取和补零处理:

$$R'_{y'x}(t) = \begin{cases} R_{y'x}(t), & \tau' - \lambda < t < \tau' + \lambda; \\ 0, & \text{Otherwise.} \end{cases} \quad (18)$$

$$R'_{xx}(t) = \begin{cases} R_{xx}(t), & -\lambda < t < \lambda; \\ 0, & \text{Otherwise.} \end{cases} \quad (19)$$

其中 λ 为截取范围. 此时可得到时域响应 $H_{\text{eff}}(f)$ 的估计为

$$\hat{H}_{\text{eff}}(f) = \frac{R'_{y'x}(f)}{R'_{xx}(f)} = \frac{R_{y'x}(f) * c(f)}{R_{xx}(f) * c(f)}, \quad (20)$$

其中 $c(f)$ 表示截取矩形窗口的频域表示. 对式(20)进行展开可得

$$\tilde{H}_{\text{eff}}(f) = \frac{(R_{xx}(f)H_{\text{eff}}(f)) * c(f)}{R_{xx}(f) * c(f)} + \frac{R_{N'x}(f) * c(f)}{R_{xx}(f) * c(f)}. \quad (21)$$

由于 $H_{\text{eff}}(f)$ 在信号 $x(t)$ 频带范围内通常是缓变信号,式(21)可以化为

$$\tilde{H}_{\text{eff}}(f) \approx \frac{H_{\text{eff}}(f)(R_{xx}(f) * c(f))}{R_{xx}(f) * c(f)} + \frac{R_{N'x}(f) * c(f)}{R_{xx}(f) * c(f)} = H_{\text{eff}}(f) + \frac{R_{N'x}(f) * c(f)}{R_{xx}(f) * c(f)}. \quad (22)$$

式(22)中的估计结果噪声项为 $(R_{N'x}(f) * c(f)) / (R_{xx}(f) * c(f))$, 时域信号的加窗相当于对 $R_{N'x}(f)$ 进行滤波处理,根据帕塞瓦尔定理,噪声项功率降为原有的 $(\lambda / \text{采样信号长度})$ 倍,大大减少了噪声项功率. 通过对目标信号的截取补零处理,实现了对时域响应 $h_{\text{eff}}(t)$ 的准确估计.

根据上述估计结果进行干扰抑制,可得抑制后的信号为

$$y_c(t) = y'(t) - s_{de}'(t) = y'(t) - \tilde{H}_{\text{eff}}(t) * x(t). \quad (23)$$

3 仿真结果

本节以中星9号广播电视卫星为被动雷达系统的外辐射源,相应的卫星信号参数如表1所示. 对上述算法的直达干扰信号的抑制效果进行仿真验证,仿真参数如表2所示,其中假设卫星原始发射信号在接收端精确已知.

表1 中星9号广播电视卫星信号参数与仿真参数

类型	参数
卫星载频	11.8 GHz
卫星信号码率	28.8 M
成型脉冲	系数0.25的SRRC
调制方式	QPSK

表2 直达信号抑制算法的仿真参数

类型	参数
信号采样速率	100 MHz
直达信号信噪比	20 dB
反射信号信噪比	-10 dB
直达信号与反射信号频差	0 Hz
反射信号与直达信号时延	2 us
主通道与参考通道频差	-100 kHz
直射干扰与参考信号时延	5 ns(0.5个采样间隔)
信号累积时长	100 us
截断长度 λ	35个采样点

根据第2节提出的基于最大似然的频差补偿算法对信号频差进行估计,频差第1层估计、频差第2层估计、频差第3层估计的频差搜索间隔分别为250 Hz、30 Hz和10 Hz,频率搜索范围大小为250 kHz,搜索结果如图3所示.

由图3可见,经过3次估计后得到了主通道与参考通道频差的精确估计,估计的结果为-100 kHz. 其中估计精度为10 Hz,满足后续抑制算法和检测算法对估计的需求. 程序运行时间结果如表3所示,由表3可见,采用分层估计的方法可以显著降低频差估计的计算复杂度.

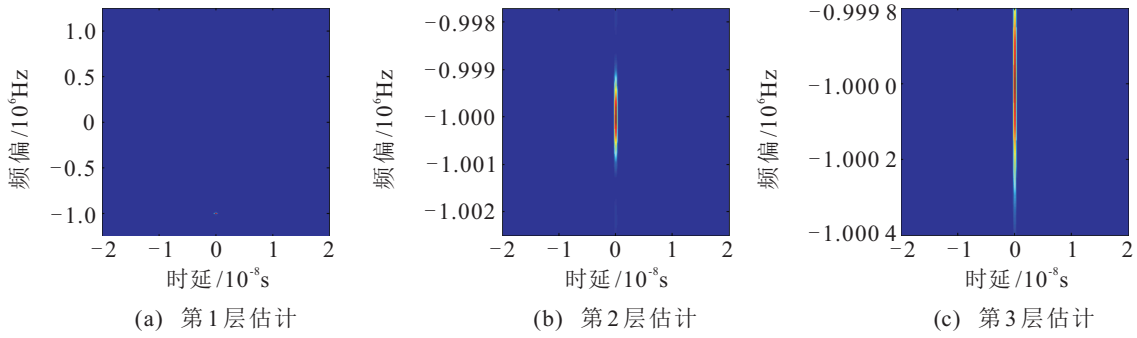


图3 频差搜索结果

表3 频差估计程序运行时间

频差搜索方式	程序运行时间
分层搜索	7.7 s
直接搜索	4 h

利用上面估计的频差对主通道接收信号进行频差补偿后,使用第2节提出的基于解卷积的时域补偿算法对主通道中直达干扰信号进行抑制.首先,使用不同大小的矩形窗对 $R_{y/x}(t)$ 进行截断,抑制前后的参考接收信号与主通道接收信号的互相关结果如图4所示.

由图4可见,截取长度 λ 对抑制性能具有较大影响.当 λ 极大时,由于噪声存在,几乎没有抑制直达干扰;当 λ 较小时,抑制后信号中仍有残留的直达干扰信号;只有选取合适的截取长度 λ ,才能实现对时域响应 $h_{\text{eff}}(t)$ 的准确估计.由图4可以看出,截取长度选取35~100都有较好的抑制效果,但截取点数越多算法复杂度越高,取100点的复杂度是35点的2.85倍,为降低复杂度,本文选取 λ 为35个采样点.

由图4截取35个点的结果可见,截取35个采样点抑制后的相关结果在时延0附近不存在明显峰值,表明主通道中的直达信号得到了有效抑制,同时原来被直达信号旁瓣淹没的反射信号峰值也可以被检测到.

为了进一步验证算法性能,将所提出的直达干扰信号抑制算法与ECA算法^[11]和phase-offset block算法^[13]进行比较,本文方法迭代步长取0.1,其余参数与上面一致,暂时主通道-参考通道不存在频差.分别利用上述3种算法对直达干扰信号进行抑制,结果如图5所示.设原始直达干扰信号 $s_d(t)$ 功率为0 dBW, ECA算法与改进算法无需迭代,只给出单次抑制后的结果.需要注意的是,虽然ECA算法效果比phase-offset block算法好,但是ECA算法占用内存较大,对系统要求较高,两种方法各有利弊.3种算法程序运行时间如表4所示.

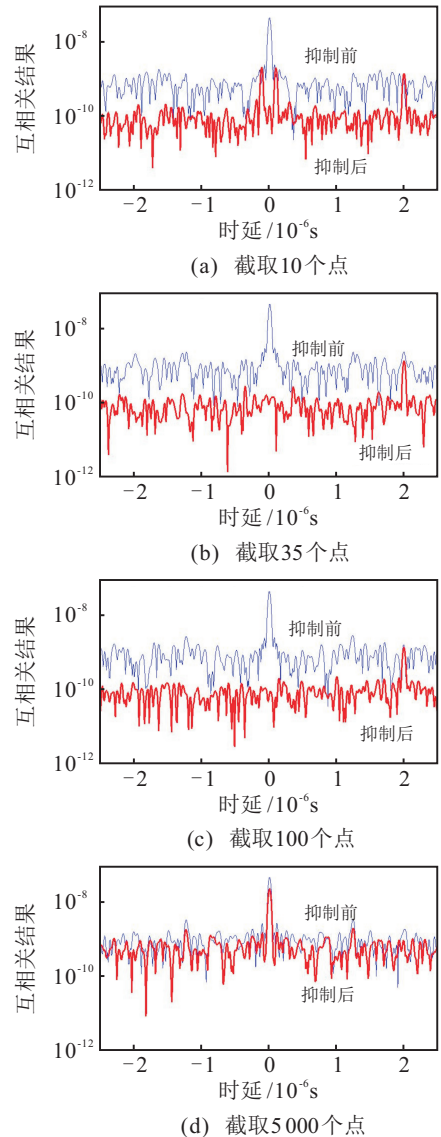


图4 不同截取长度对抑制性能的影响

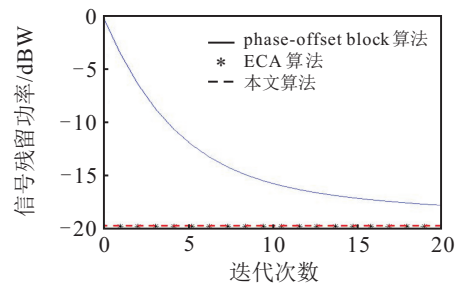


图5 抑制算法性能比较

表4 算法运行时间比较

算法类型	平均运行时间
phase-offset block	20次迭代 179 s (平均每次9 s)
ECA算法	41.4 s
改进算法	28.5 s

由图5可见,所提出算法与 phase-offset block 算法相比拥有更优的直射干扰信号抑制性能,算法的干扰抑制性能提升2 dB,且拥有更低的算法复杂度. 所提出算法与ECA算法性能相当,运行时间相当,但是ECA算法使用时占用内存较大,所提出算法占用内存远小于ECA算法.

4 结论

本文针对实际被动雷达场景中主通道-参考通道存在的链路差异,包括频域差异和时域响应差异,提出了一种改进的直达信号干扰抑制方案. 利用最大似然原理对信号频差进行纠正,利用解卷积原理对信号的时域失真进行补偿,实现了对直达干扰的有效抑制. 仿真结果显示:所提出基于最大似然的频差补偿算法以较低的算法复杂度实现了高精度的频差估计,程序运行时间减少为原来的1/6 000左右;所提出基于解卷积的时域补偿算法与 phase-offset block 抑制方法相比,拥有更高的算法干扰抑制比,同时程序运行时间仅为现有算法的1/3;所提出算法比ECA算法占用内存更小. 由此可见,在主通道-参考通道存在的链路差异的不利因素条件下,改进的直达干扰信号抑制方案拥有更好的抑制效果,具有很好的实用价值.

参考文献(References)

- [1] Willis N J. Bistatic radar[M]. Raleigh: North Carolina Scitech Publishing, 2005: 1-7.
- [2] Skolnik M I, 谢卓. 雷达手册[M]. 北京: 国防工业出版社, 2003: 3-20.
(Skolnik M I, Xie Z. Radar handbook[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2003: 3-20.)
- [3] 李斌, 胡可生. 无源雷达信号处理及定位系统研究[J]. 科技视界, 2016, 20(1): 1-2.
(Li B, Hu K S. Research on information processing and location technology of passive radar[J]. Science & Technology Vision, 2016, 20(1): 1-2.)
- [4] Griffiths H D. From a different perspective: Principles, practice and potential of bistatic radar[C]. Proc of the Int Conf on Radar. Adelaide: IEEE, 2003: 1-7.
- [5] 杨进佩, 刘中, 朱晓华. 用于无源雷达的GPS卫星信号性能分析[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(5): 1083-1086.
(Yang J P, Liu Z, Zhu X H. The performances analysis of GPS signals for passive radar[J]. J of Electronics & Information Technology, 2007, 29(5): 1083-1086.)
- [6] 张超纲. 外辐射源雷达中直达波和干扰信号的抑制[D]. 成都: 电子科技大学电子工程学院, 2010.
(Zhang C G. Suppression of direct and interfering signals in an external source radar[D]. Chengdu: School of Electronic University of Electronic Science and Technology of China, 2010.)
- [7] 杜超. 数字电视外辐射源雷达干扰抑制和微弱目标检测技术研究[D]. 北京: 北京理工大学信息与电子学院, 2015.
(Du C. Research on interference cancellation and weak target detection for DTV based passive radar[D]. Beijing: School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, 2015.)
- [8] Garry J L, Smith G E, Baker C J. Direct signal suppression schemes for passive radar[C]. Signal Processing Symposium. Debe: IEEE, 2015: 1-5.
- [9] Cardinali R, Colone F, Ferretti C, et al. Comparison of clutter and multipath cancellation techniques for passive radar[C]. IEEE 2007 Radar Conf. Boston: IEEE, 2007: 469-474.
- [10] Zeng Yonghu. Experimental research of dual-polarization passive radar based on DTTB signal[J]. J of Computer & Communications, 2016, 4(3): 101-107.
- [11] Colone F, Cardinali R, Lombardo P. Cancellation of clutter and multipath in passive radar using a sequential approach[C]. IEEE Conf on Radar. Verona: IEEE, 2006: 393-399.
- [12] Colone F, Hagan F O', Lombardo D W, et al. A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(2): 698-722.
- [13] Guan Xin, Zhong Lihua, Hu Donghui, et al. Adaptive direct signal and clutter cancellation based on phase-offset block least mean square filter in passive radar[C]. Int Conf on Signal Proc(ICSP). Hangzhou: IEEE, 2014: 2158-2162.
- [14] Guan Xin, Hu Donghui, Zhong Lihua, et al. Strong echo cancellation based on adaptive block notch filter in passive radar[J]. Geoscience and Remote Sensing Letters, 2015, 12(2): 339-343.
- [15] Niedzwiecki M. Generalized adaptive notch smoothing revisited[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2010, 58(3): 1565-1576.
- [16] Zhang Xin. Joint delay and doppler estimation for passive sensing with direct-path interference[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2016, 64(3): 630-640.
- [17] Haimovich A M, Blum A M, Cimini R S, et al. MIMO radar with widely separated antennas[J]. Signal Processing Magazine, 2008, 25(1): 116-129.

(责任编辑: 郑晓蕾)