

非合作无源双基地雷达弱目标长时间积累技术

钱李昌^{*①②} 许稼^① 胡国旭^②

^①(北京理工大学信息与电子学院 北京 100081)

^②(中国人民解放军95174部队 武汉 430040)

摘要: 与常规体制雷达相比,空间、时间以及相位同步问题使得非合作双基地雷达(NPBR)中微弱目标探测难度更大。为此,该文给出了一种基于直达波波形参数估计的时间和相位同步方法以及基于捷变波形长时间相参积累的弱目标探测方法。首先,提出了一种基于差分索引的通用脉冲提取方法。其次,给出了脉冲宽度、脉冲重复间隔、带宽、载频以及波达时间等直达波脉冲参数的估计方法,实现了NPBR的时间和相位同步。然后,在波形参数估计的基础上,给出了一种基于捷变波形广义Radon-Fourier变换的弱目标探测算法。最后,仿真和实测数据实验验证了该文算法的有效性。

关键词: 非合作无源双基地雷达;微弱目标;相参积累;捷变波形估计;广义Radon-Fourier变换

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2017)03-0259-08

DOI: 10.12000/JR16137

引用格式: 钱李昌,许稼,胡国旭.非合作无源双基地雷达弱目标长时间积累技术[J].雷达学报,2017,6(3):259-266. DOI: 10.12000/JR16137.

Reference format: Qian Lichang, Xu Jia, and Hu Guoxu. Long-time integration of a multi-waveform for weak target detection in non-cooperative passive bistatic radar[J]. *Journal of Radars*, 2017, 6(3): 259-266. DOI: 10.12000/JR16137.

Long-time Integration of a Multi-waveform for Weak Target Detection in Non-cooperative Passive Bistatic Radar

Qian Lichang^{①②} Xu Jia^① Hu Guoxu^②

^①(School of Information and Electronic, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

^②(Troop 95174, People's Liberation Army, Wuhan 430040, China)

Abstract: Space, time, and phase synchronization problems make weak target detection even more difficult in the Non-cooperative Passive Bistatic Radar (NPBR) than in conventional radar systems. Therefore, a time and phase synchronization method based on direct waveform parameter estimation and a weak target detection method based on long time coherent integration of a multi-waveform is presented in this paper. First, a universal pulse extraction method based on differential sequence indexing is proposed. Second, an estimation method for the direct waveform parameters, including pulse width, pulse repetition intervals, bandwidth, carrier frequency, and arrival time, is provided. Therefore, by using the estimated waveform parameters, the NPBR time and phase synchronization can be realized. Moreover, based on the waveform parameter estimation, a weak target detection method based on the generalized Radon-Fourier transform of a multi-waveform is provided. Finally, simulation and real data experiments for verifying the effectiveness of the waveform parameter estimation and weak target detection methods are provided.

收稿日期: 2016-12-02; 改回日期: 2017-06-07; 网络出版: 2017-06-22

*通信作者: 钱李昌 qianlichang@bit.edu.cn

基金项目: 中国博士后科学基金(2016M591086), 国家自然科学基金(61271391, 61671061), 新世纪优秀人才支持计划(NCET-13-0049), 部委基金项目(9140A21050114HT05338)

Foundation Items: Supported by China Postdoctoral Science Foundation (2016M591086), The National Natural Science Foundation of China (61271391, 61671061), The Program for New Century Excellent Talents in University (NCET-13-0049), The National Ministries Foundation (9140A21050114HT05338)

Key words: Non-cooperative Passive Bistatic Radar (NPBR); Weak target; Coherent integration; Multi-waveform estimation; Generalized Radon Fourier Transform (GRFT)

1 引言

非合作无源双基地雷达(Non-cooperative Passive Bistatic Radar, NPBR)因具有造价低、抗截获、反隐身等诸多优势^[1-6]而成为国内外研究热点。目前, NPBR研究的外辐射源信号主要包括通信电台信号、电视广播信号、手机信号以及雷达信号等。无论针对哪种外辐射源信号, 在NPBR中, 3大同步(包括空间同步、时间同步以及相位同步)问题始终是制约目标有效探测的关键问题。其中, 空间同步是指接收和发射天线同时照射相同空域, 空间同步关系到接收到的回波是否持续含有目标信息, 即接收回波的有效性; 时间同步是指接收天线必须准确获知发射天线发射波形时刻, 时间同步关系到获取目标运动参数的准确性; 相位同步是指发射和接收天线接收到的信号能够在长时间内严格相参, 相位同步关系到目标相参积累性能, 进而影响目标的探测性能。

本文基于雷达外辐射源信号模型, 重点讨论与时间同步及相位同步相关的几个问题, 具体包括, 发射波形参数估计、直达波到达时间估计以及基于波形参数估计的长时间相参积累等问题。其中, 发射波形参数估计主要包括脉冲宽度、脉冲重复间隔、载频、带宽等脉间捷变的参数估计。基于估计的波形参数值, 进一步给出了捷变波形的GRFT (Generalized Radon Fourier Transform)长时间相参积累弱目标探测算法, 最后通过数值实验验证了本文算法的有效性。

本文内容安排如下: 第1节简单介绍了NPBR研究现状及存在的关键问题, 明确了本文研究范畴; 第2节建立了雷达外辐射源信号模型, 给出了基于直达波的NPBR参数估计方法, 并提出了一种鲁棒性高的脉冲提取方法; 第3节给出了基于GRFT的捷变波形长时间积累算法; 第4节利用实测数据对本文算法进行了验证; 最后对本文内容进行了总结。

2 NPBR直达波参数估计

图1给出了NPBR工作示意图。NPBR接收的信号主要包括两个部分: (1)直接接收到的辐射源旁瓣信号, 称为直达波信号; (2)目标前向散射的回波信号。NPBR合理布设的情况下, 直达波信号信噪比将远大于目标回波信噪比, 十分有利于发射波形参数的估计。因此, 本文将基于直达波信号对辐射源发射波形及波达时间等参数进行估计。

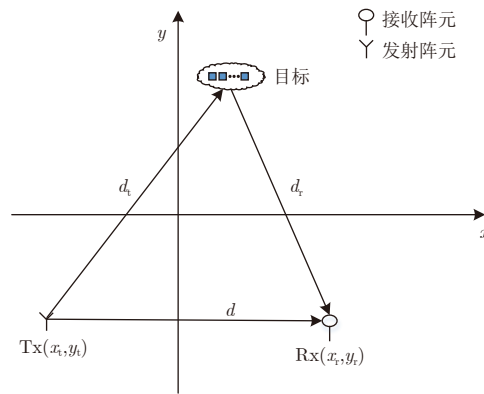


图1 NPBR示意图

Fig. 1 Sketch map of NPBR

2.1 信号模型

设外辐射源发射如式(1)所示的LFM脉冲串信号, 脉冲串信号脉冲重复间隔、脉宽、载频及带宽均为脉间捷变。

$$s(\tau, n) = A \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_p(n)}\right) \exp\{j\pi(2f_c(n)\tau + \gamma(n)\tau^2)\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中, τ 为快时间, A 为幅度, N 为脉冲数, $T_p(n)$ 为脉冲宽度, $f_c(n)$ 为载频, $\gamma(n) = B_s(n)/T_p(n)$ 为调频率, $B_s(n)$ 为信号带宽, n 为脉冲序号。则直达波信号模型可写为:

$$s_r(\tau, n) = A_1 \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_0}{T_p(n)}\right) \exp\{-j2\pi f_c(n)\tau_0\} \cdot \exp\{j\pi[2f_1(n)\tau + \gamma(n)(\tau - \tau_0)^2]\} \quad (2)$$

式中, $\tau_0 = 2d_0/c$ 为直达波波达时间, d_0 为外辐射源与接收天线之间的距离, $f_1(n) = f_c(n) - f_{\text{down}}$ 为中频频率, f_{down} 为下变频参考频率。

显然, 式(2)中 τ_0 , $T_p(n)$, $\gamma(n)$ 以及 $f_c(n)$ 为待估计的未知参数。

2.2 直达波参数估计

根据待估计参数, 可将直达波参数估计过程分为如图2所示的两个部分: 脉冲提取和脉冲参数估计。

2.2.1 脉冲提取 脉冲提取通常分为3个步骤, 包括时域直达波初提取、自适应带通滤波以及时域直达波脉冲精提取。直达波信号中, 通常可能包含大量同频段电台、通信等干扰成分, 因此原始直达波信号在时域进行脉冲提取误差较大, 需要在初提取的基础上进行带通滤波。而由于直达波信号中心频率、带宽未知, 因此无法直接设计带通滤波器。考虑到LFM信号频率响应近似为矩形, 本文采用通

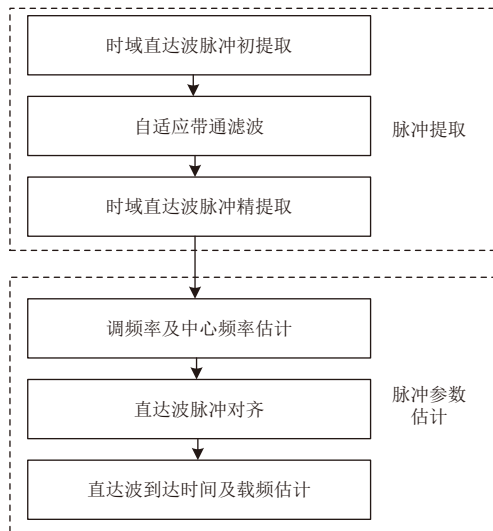


图2 直达波参数估计流程图

Fig. 2 Flow chart of parameter estimation of the direct waveform

过脉冲提取方法提取信号的频率响应, 从而获得信号中心频率与带宽, 进而设计带通滤波器滤除直达波干扰信号。因此, 脉冲提取方法的性能决定了直达波脉冲提取的效果。

脉冲串波形信息主要包含脉冲的上升沿、下降沿以及脉内调制信息。直达波脉冲提取可以等效于直达波脉冲的上升沿以及下降沿的提取。为此, 本小节给出一种高鲁棒性的脉冲提取方法, 该方法基本主要步骤包括:

步骤1 自适应计算噪声阈值门限, 对超过噪声阈值门限的信号样本索引号进行差分处理;

步骤2 提取差分值大于最小脉冲间距的索引号作为预选上升沿;

步骤3 将信号序列翻转, 用相同的差分处理方法以及信号序列翻转前后的对应关系获得预选下降沿。上升沿与下降沿一一对应, 组成预选脉冲;

步骤4 从预选脉冲中剔除不符合预设脉冲条件的脉冲, 将剩余脉冲作为最终提取结果。

通常, 噪声采样幅值无法连续超过噪声门限, 因此无法形成与直达波脉冲宽度和脉冲重复间隔等特征相近的脉冲。本质上, 该方法正是利用了噪声与直达波脉冲的这种特征区别, 因此具有较好的鲁棒性。

2.2.2 脉冲参数估计 图2中, 脉冲参数估计部分包括以下几个步骤: 调频率和中心频率的估计、直达波脉冲对齐、直达波波达时间及载频估计。

在2.2.1小节脉冲提取的基础上, 可以获得直达波信号的脉冲宽度及脉冲重复间隔。本小节针对提取的任意脉冲, 给出脉内调制信息的提取方法。

(a) 调频率和中心频率的估计

每个提取的脉冲信号均为一个LFM信号, 对于LFM信号的调频率及中心频率的估计方法较

多。例如LvD^[7,8], GRFT^[9-11]等。考虑到GRFT参数估计的最优性^[12,13], 这里采用GRFT对LFM信号进行参数估计。设定中心频率范围为 $\tilde{f}_k \in [f_{\min}, f_{\max}]$ 及调频率范围为 $\tilde{\gamma}_l = [\gamma_{\min}, \gamma_{\max}]$, 则中心频率及调频率估计值可由式(3)得到。式(3)中, L 和 K 分别为中心频率和调频率搜索点数, $s_{\text{pulse}}(\tau, n)$ 为提取的第 n 个脉冲信号。

$$\begin{aligned} & \left[\tilde{f}_l(n), \tilde{\gamma}(n) \right] \\ & = \operatorname{argmax}_{\tilde{f}_k, \tilde{\gamma}_l} \left\{ \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K s_{\text{pulse}}(\tau, n) \right. \\ & \quad \left. \cdot \exp \left\{ -j\pi \left[2\tilde{f}_k \tau + \tilde{\gamma}_l \tau^2 \right] \right\} \right\} \\ & = \operatorname{argmax}_{\tilde{f}_k, \tilde{\gamma}_l} \left\{ \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \tilde{A} \exp \left\{ j\pi \left[2 \left(f_l(n) - \tilde{f}_k \right) \tau \right. \right. \right. \\ & \quad \left. \left. \left. + \left(\gamma(n) - \tilde{\gamma}_l \right) \tau^2 \right] \right\} \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)中, \tilde{A} 为与 τ 无关的复幅度。在实际中, 由于提取脉冲的上升沿和下降沿可能存在较大误差, 导致中心载频的估计值 $\tilde{f}_l(n)$ 与真实估计值存在一个不可忽略的偏差, 记为 $\Delta f(n)$, 即 $\tilde{f}_l(n) = f_l(n) - \Delta f(n)$ 。中心频率偏差将在后续脉压中产生峰值位置的偏移。

(b) 直达波脉冲对齐

利用获取的脉冲宽度、中心频率以及调频率, 可构建如式(4)所示的参考信号, 并对式(2)所示的直达波脉冲信号进行脉冲压缩。脉压结果如式(5)所示。

$$\begin{aligned} s_{\text{ref}}(\tau, n) & = \operatorname{rect} \left(\frac{\tau}{\tilde{T}_p(n)} \right) \\ & \quad \cdot \exp \left\{ j\pi \left[2\tilde{f}_l(n) \tau + \tilde{\gamma}(n) \tau^2 \right] \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} s_{\text{PC}}(\tau, n) & = s_r(\tau, n) \otimes s_{\text{ref}}^*(\tau, n) \\ & = A_1 \exp \left\{ -j2\pi\tau_0 f_c(n) \right\} \\ & \quad \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{rect} \left(\frac{u - \tau_0}{\tilde{T}_p(n)} \right) \operatorname{rect} \left(\frac{\tau - u}{\tilde{T}_p(n)} \right) \\ & \quad \cdot \exp \left\{ j\pi \left[2f_l(n) u + \gamma(n) (u - \tau_0)^2 \right] \right\} \\ & \quad \cdot \exp \left\{ -j\pi \left[2\tilde{f}_l(n) (\tau - u) + \tilde{\gamma}(n) (\tau - u)^2 \right] \right\} du \\ & \approx \operatorname{rect} \left(\frac{\tau + \tilde{T}_p(n)/2 - \tau_0}{\tilde{T}_p(n)} \right) \\ & \quad \cdot \exp \left\{ j\pi \left[(\tau + \tau_0) \Delta f(n) - 2\tau_0 f_c(n) \right] \right\} \\ & \quad \cdot \operatorname{sinc} \left\{ \left(\tau - \tau_0 + \tilde{T}_p(n) \right) \pi \tilde{\gamma}(n) \left[\tau - \tau_0 + \Delta\tau_0(n) \right] \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)中,

$$\Delta\tau_0(n) = \Delta f(n) / \tilde{\gamma}(n) \quad (6)$$

显然, 由于中心频率估计误差 $\Delta f(n)$ 的存在, 脉压后, 峰值位置存在一个与脉冲号相关偏移量 $\Delta\tau_0(n)$, 即不同脉冲的峰值位置处于不同距离单元。利用式(6)中不同脉冲峰值的位置偏移与频率估计误差之间的关系, 可实现脉冲间相对频率估计误差的补偿, 并实现脉冲对齐。记各脉冲与第1个脉冲的峰值偏差为:

$$\Delta\tau_r(n) = \Delta\tau_0(n) - \Delta\tau_0(0) \quad (7)$$

由式(7), 定义相对频率偏差为:

$$\Delta f_r(n) = \Delta\tau_r(n) \tilde{\gamma}(n) \quad (8)$$

重新构建脉压匹配函数为:

$$\begin{aligned} \hat{s}_{\text{ref}}(\tau, n) = & \text{rect} \left(\frac{\tau}{\tilde{T}_p(n)} \right) \\ & \cdot \exp \left\{ j\pi \left\{ 2 \left[\tilde{f}_I(n) - \Delta f_r(n) \right] \tau + \tilde{\gamma}(n) \tau^2 \right\} \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

则脉压结果更新为:

$$\begin{aligned} \hat{s}_C(\tau, n) &= s_r(\tau, n) \otimes \hat{s}_{\text{ref}}^*(\tau, n) \\ &\approx A_0 \text{rect} \left(\frac{\tau + T_p(n) / 2 - \tau_0}{\tilde{T}_p(n)} \right) \\ &\cdot \exp \{ j\pi [(\tau + \tau_0) \Delta f(0) - 2\tau_0 f_c(n)] \} \\ &\cdot \text{sinc} \left\{ \left(\tau - \tau_0 + \tilde{T}_p(n) \right) \pi \tilde{\gamma}(n) [\tau - \tau_0 + \Delta\tau_0(0)] \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)可知, 脉冲峰值位置均为:

$$\tau = \tau_{\text{peak}} = \tau_0 - \Delta\tau_0(0) \quad (11)$$

显然, 与脉冲号无关, 实现了脉冲对齐。

(c) 直达波波达时间及载频估计

由式(7)和式(8)可知

$$\begin{aligned} \Delta f_r(n) &= (\Delta\tau_0(n) - \Delta\tau_0(0)) \tilde{\gamma}(n) \\ &= \Delta f(n) - \Delta\tau_0(0) \tilde{\gamma}(n) \\ &= \Delta f(n) - \Delta f(0) \tilde{\gamma}(n) / \tilde{\gamma}(0) \end{aligned} \quad (12)$$

将式(12)代入式(10)中相位项, 得到

$$\begin{aligned} \hat{\phi}(n, \tau_{\text{peak}}) &= \exp \{ j\pi [(\tau_{\text{peak}} + \tau_0) \Delta f(0) - 2\tau_0 f_c(n)] \} \\ &= \exp \left\{ j\pi \left\{ (2\tau_{\text{peak}} + \Delta f(0) / \tilde{\gamma}(0)) \Delta f(0) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 2(\tau_{\text{peak}} + \Delta f(0) / \tilde{\gamma}(0)) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot \left[f_{\text{down}} + \tilde{f}_I(n) - \Delta f_r(n) + \Delta f(0) \tilde{\gamma}(n) / \tilde{\gamma}(0) \right] \right\} \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

因此, 利用式(14)可以得到第1个脉冲的中心频率误差的估计值。

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{f}(0) = & \underset{\Delta f_k}{\text{argmax}} \sum_{n=0}^{N-1} s_{\text{MF}}(\tau_{\text{peak}}, n) \\ & \cdot \exp \left\{ -j\pi \left\{ (2\tau_{\text{peak}} + \Delta f_k / \tilde{\gamma}(0)) \right. \right. \\ & \cdot \Delta f_k + 2(\tau_{\text{peak}} + \Delta f_k / \tilde{\gamma}(0)) \\ & \cdot \left[f_{\text{down}} + \tilde{f}_I(n) - \Delta f_r(n) \right. \\ & \left. \left. + \Delta f_k \tilde{\gamma}(n) / \tilde{\gamma}(0) \right] \right\} \end{aligned} \quad (14)$$

式中, 搜索频率 $\Delta f_k \in [\Delta f_{k_{\text{min}}}, \Delta f_{k_{\text{max}}}]$, $\Delta f_{k_{\text{min}}}$ 和 $\Delta f_{k_{\text{max}}}$ 为搜索最小值和最大值。

进而得到直达波到达时间为:

$$\tau_0 = \tau_{\text{peak}} + \Delta\tau_0(0) = \tau_{\text{peak}} + \Delta \tilde{f}(0) / \tilde{\gamma}(0) \quad (15)$$

中心频率估计值更新为:

$$\begin{aligned} \tilde{f}'_I(n) &= \tilde{f}_I(n) - \Delta \tilde{f}(0) \\ &= \tilde{f}_I(n) - \left(\Delta \tilde{f}(0) / \tilde{\gamma}(0) + \Delta\tau_r(n) \right) \tilde{\gamma}(n) \end{aligned} \quad (16)$$

进一步可以得到各脉冲的载频估计值为:

$$\tilde{f}_c(n) = f_{\text{down}} + \tilde{f}'_I(n) \quad (17)$$

至此, 外辐射源发射信号的脉冲重复频率、脉冲宽度、调频率、载频以及直达波到达时间均已获得, 为脉间相参积累奠定基础。

3 长时间积累

通过直达波的处理, 可获得外辐射源信号的参数, 并将获得的参数估计值代入式(4)可得到重构的脉压参考函数。利用该参考函数, 对特定距离门内的回波进行脉压, 得到脉压后距离-脉冲维结果。在此基础上, 沿脉冲维进行捷变波形的长时间积累技术。目标回波时延为 $\tau_d(n) = 2r(n)/c$, 式中, c 为光速, $r(n)$ 为目标瞬时斜距, 且

$$r(n) = r_0 + v_0 \sum_{n'=0}^n T_r(n') + \frac{a_0}{2} \left(\sum_{n'=0}^n T_r(n') \right)^2 \quad (18)$$

式中, r_0 为初始斜距, v_0 为径向速度, a_0 为径向加速度。

结合式(1), 目标回波可以写为:

$$\begin{aligned} s_{\text{echo}}(\tau, n) = & A_2 \text{rect} \left(\frac{\tau - \tau_0}{\tilde{T}_p(n)} \right) \\ & \cdot \exp \{ -j2\pi f_c(n) \tau_d(n) \} \\ & \cdot \exp \left\{ j\pi \left[2f_I(n) \tau + \gamma(n) (\tau - \tau_d(n))^2 \right] \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

式中， A_2 为回波幅度。

用 $\tilde{f}'_1(n)$ 替换式(4)所示参考函数的 $\tilde{f}_1(n)$ ，利用更新后的参考函数对式(19)进行脉压，得到

$$\begin{aligned} s_{PC_echo}(\tau, n) &= s_{echo}(\tau, n) \otimes s_{ref}^*(\tau, n) \\ &\approx A_2 \text{rect} \left(\frac{\tau - \tau_d(n)}{2\tilde{T}_p(n)} \right) \exp \{ -j2\pi\tau_d(n) f_c(n) \} \\ &\quad \cdot \text{sinc} \left\{ \pi \left(\tilde{T}_p(n) - |\tau - \tau_d(n)| \right) \tilde{\gamma}(n) (\tau - \tau_d(n)) \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

基于式(20)，可得到运动参数空间中，相参积累的结果为：

$$\begin{aligned} G(i, j, k) &= \sum_{n=0}^{N-1} s_{PC_echo}(\tau(r_i, v_j, a_k; n), n) \\ &\quad \cdot \exp \left\{ j2\pi\tau(r_i, v_j, a_k; n) \tilde{f}_c(n) \right\} \end{aligned} \quad (21)$$

式中， r_i, v_j, a_k 分别为搜索的距离、速度和加速度值，且

$$\begin{aligned} \tau(r_i, v_j, a_k; n) &= \frac{2}{c} \left[r_i + v_i \sum_{n'=0}^n T_r(n') + \frac{a_i}{2} \left(\sum_{n'=0}^n T_r(n') \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (22)$$

式(21)实际上为文献[9-12]中GRFT的一种特殊形式。值得注意的是，式(20)中的脉压输出波形在脉冲间可以是捷变的，因此，其盲速旁瓣^[10]等积累性能与非捷变信号GRFT结果将会有较大区别，篇幅原因，本文不进行讨论。

当 $\tau(r_i, v_j, a_k; n) = \tau_d(n)$ 时，式(18)得到峰值：

$$G(i, j, k)_{\max} = A_2 N \quad (23)$$

即实现了积累增益随脉冲数增加而线性增加的相参积累结果。将式(21)中得到的积累幅值与恒虚警(Constant False Alarm Rate, CFAR)门限进行比较，即可得到最终检测结果。

对于功率为 σ^2 的高斯白噪声背景， N 个脉冲相参积累后的噪声输出功率为 $N\sigma^2$ ^[9]，因此，相参积累的输出信噪比为 NA_2^2/σ^2 ，即为积累前信噪比的 N 倍。另外，本文方法对输入信噪比的要求与积累脉冲数及检测门限相关。在检测门限一定的条件下，目标回波信噪比越小，所需的积累脉冲数越多，进而所需的波束驻留时间也越长。

4 数值实验

本文总体算法处理流程如图3所示。

本小节将利用仿真和实测数据实验对所提方法进行验证。

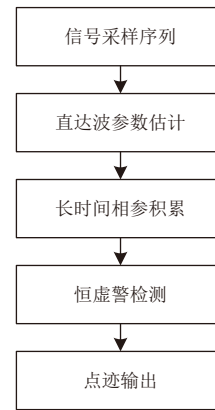


图3 算法流程

Fig. 3 Flowchart of the algorithm

仿真实验中，外辐射源雷达工作在P波段，发射波形脉宽、时宽及带宽脉间捷变，场景中存在一个微弱目标，脉压后信噪比为0，运动参数为(120 km, 350 m/s, 20 m/s²)，积累脉冲数为100。部分原始回波实部信号和模值如图4所示。图5为直达波提取结果，该结果验证了本文脉冲提取方法的有效性。图6为目标回波脉压结果。显然，脉压结果中，目标淹没在噪声中。利用动目标检测(Moving Target Detection, MTD)方法，得到结果如图7所示，利用本文长时间积累方法，得到结果如图8所示。显然，通过时间和相位同步，利用本文的波形捷变GRFT方法能够将目标能量有效积累，进而验证了本文算法的有效性。

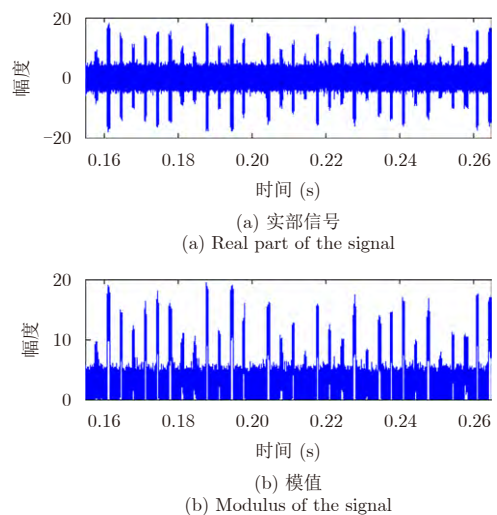


图4 原始直达波信号

Fig. 4 Original signal of the direct waveform

实测数据实验中，外辐射源雷达工作在P波段，发射波形脉宽、时宽及带宽脉间捷变。图9为回波脉压结果，从脉压结果可以看出，场景中存在多个微弱目标，而且在观测时间内，目标存在明显

跨距离单元现象。针对图9中弱目标1进行捷变波形GRFT长时间积累,得到目标检测及跟踪结果如图10所示。处理中,每一帧的积累脉冲数为20,平均积累时间约为0.42 s,帧间滑动步长为10个脉冲。

图10所示。处理中,每一帧的积累脉冲数为20,平均积累时间约为0.42 s,帧间滑动步长为10个脉冲。

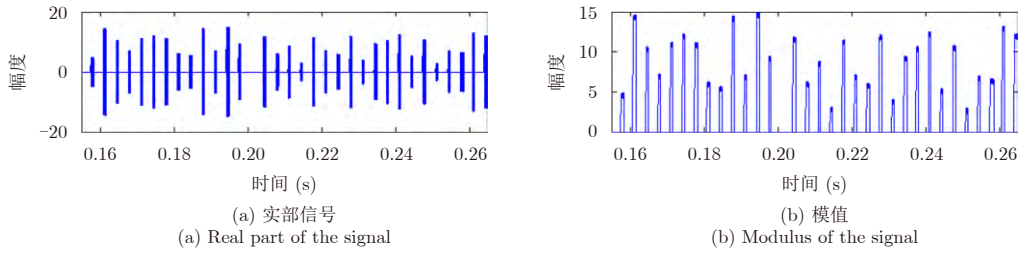


图5 脉冲提取结果

Fig. 5 Pulse extraction result

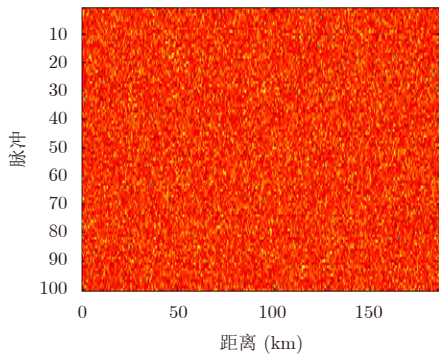


图6 目标回波脉冲压缩结果

Fig. 6 Echo pulse compression result

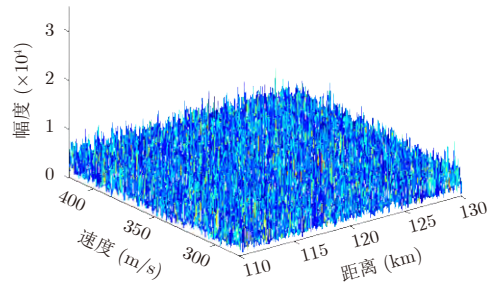
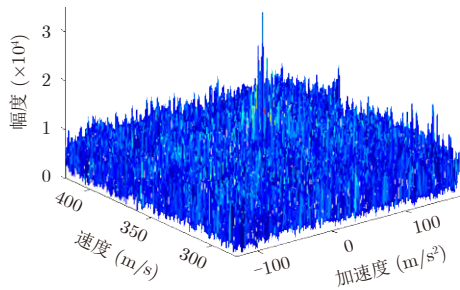
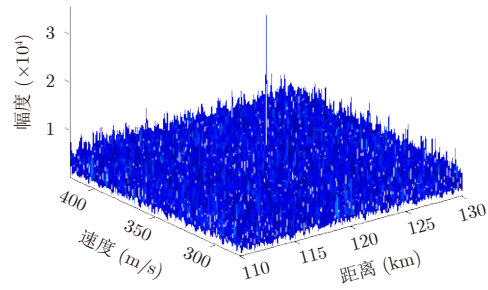


图7 MTD结果

Fig. 7 MTD result



(a) 速度-加速度维
(a) Velocity-acceleration dimension



(b) 速度-距离维
(b) Velocity-range dimension

图8 时间相位同步后相参积累结果

Fig. 8 Coherent integration result after time and phase synchronization

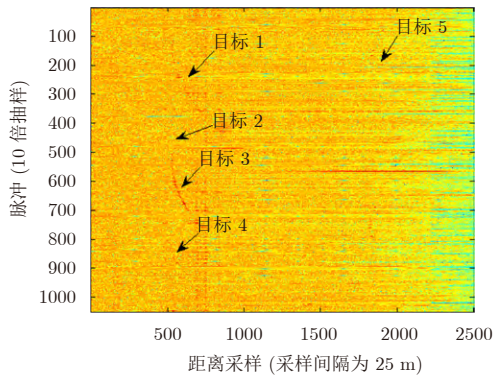


图9 目标回波脉冲压缩

Fig. 9 Echo pulse compression result

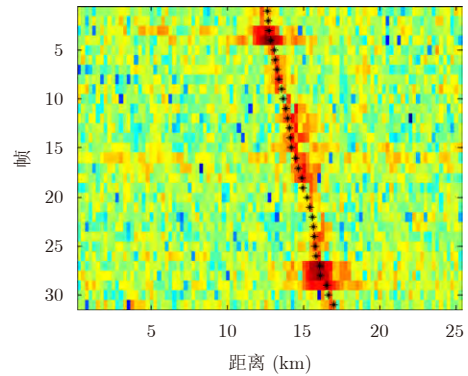


图10 弱目标轨迹探测结果

Fig. 10 Weak target trace detection result

图11给出了基于本文算法的相参积累与常规MTD、单脉冲处理的信噪比结果对比。由于目标存在跨距离单元现象,在相同积累脉冲数情况下,本文相参积累性能显著高于常规MTD。

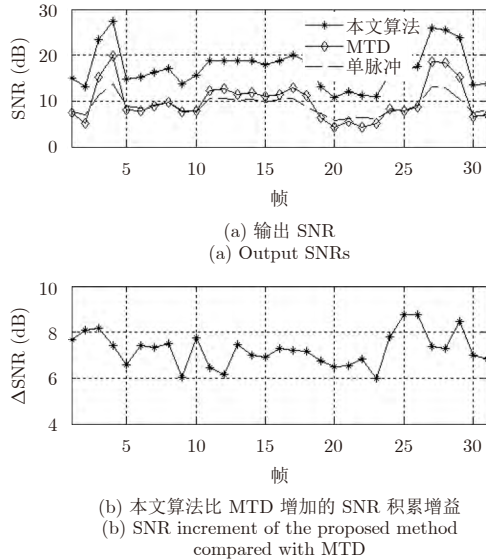


图 11 积累SNR比较

Fig. 11 SNR comparisons

实验结果表明,利用本文的基于直达波的外辐射源波形估计方法以及捷变波形GRFT相参积累方法,能够将长时间观测的目标回波能量有效积累。

5 总结

本文针对非合作外辐射源双基地雷达中时间和相位同步问题以及捷变波形的长时间相参积累问题进行了研究。给出了一种直达波脉冲提取方法,并利用直达波参数估计实现了时间和相位同步,在此基础上,进一步给出了波形捷变GRFT长时间相参积累方法,通过仿真和实测数据实验,验证了该方法对微弱目标探测的有效性。

直达波信噪比大小会影响波形参数估计误差,该信噪比越小,波形参数估计误差越大,进而长时间积累性能也越差。估计误差对目标参数测量及相参积累性能的分析将在后续工作中进行定量分析。另外,后续将对双基地目标运动参数的解算、捷变波形GRFT的相参积累性能及其盲速旁瓣特性等方面内容开展研究。

参考文献

- [1] Howland P. Editorial: Passive radar systems[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 105-106.
- [2] Hack D E, Patton L K, Himed B, *et al.* Detection in passive MIMO radar networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(11): 2999-3012.
- [3] Liu Jun, Li Hong-bin, and Himed B. Two target detection algorithms for passive multistatic radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(22): 5930-5939.
- [4] Skolnik M I. Introduction to Radar Systems[M]. Third Edition, New York: McGraw-Hill, 2002: 160-180.
- [5] Perry R P, Dipietro R C, and Fante R L. Coherent integration with range migration using Keystone formatting[C]. Proceedings of 2007 IEEE Radar Conference, Boston, MA, USA, 2007: 863-868.
- [6] Hu Pan-he, Bao Qing-long, Lin Cai-yong, *et al.* An experimental study of digital array passive bistatic radar system[C]. Proceedings of 2015 IET International Radar Conference, Hangzhou, China, 2015: 1-4.
- [7] Lv Xiao-lei, Bi Guo-an, Wan Chun-ru, *et al.* Lv's Distribution: Principle, implementation, properties, and performance[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(8): 3576-3591.
- [8] Luo Shan, Bi Guo-an, Lv Xiao-lei, *et al.* Performance analysis on Lv distribution and its applications[J]. *Digital Signal Processing*, 2013, 23(3): 797-807.
- [9] Xu Jia, Yu Ji, Peng Ying-ning, *et al.* Radon-Fourier transform for radar target detection I: Generalized Doppler filter bank[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(2): 1186-1202.
- [10] Xu Jia, Yu Ji, Peng Ying-ning, *et al.* Radon-Fourier transform for radar target detection (II): Blind speed sidelobe suppression[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(4): 2473-2489.
- [11] Yu Ji, Xu Jia, Peng Ying-ning, *et al.* Radon-Fourier transform for radar target detection (III): Optimality and fast implementations[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(2): 991-1004.
- [12] 许稼, 彭应宁, 夏香根, 等. 空时频检测前聚焦雷达信号处理方法[J]. *雷达学报*, 2014, 3(2): 129-141.
- Xu Jia, Peng Ying-ning, Xia Xiang-gen, *et al.* Radar signal processing method of space-time-frequency focus-before-detects[J]. *Journal of Radars*, 2014, 3(2): 129-141.
- [13] Qian Li-chang, Xu Jia, Xia Xiang-gen, *et al.* Wideband-scaled Radon-Fourier transform for high-speed radar target detection[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2014, 8(5): 501-512.

作 者 简 介



钱李昌(1985-), 男, 江苏灌南人, 北京理工大学博士后, 主要研究方向为雷达目标探测与识别等。

E-mail: qianlichang@bit.edu.cn



胡国旭(1987-), 男, 河南南阳人, 95174部队工程师, 主要研究方向为雷达目标检测与跟踪等。



许 稼(1947-2017), 男, 安徽绩溪人, 北京理工大学教授, 主要研究方向包括高分辨率成像、检测与估计、多源信息融合、电磁态势仿真、混沌非线性等。一直从事新体制雷达领域的科学研究。

承担国家重大专项、自然科学基金、探索重大、863重点、行业支撑重点、预研领域重点基金等项目40余项。共发表SCI论文40余篇。入选英国工程技术学会会士、中国电子学会会士、教育部新世纪优秀人才、空军高层次人才、清华大学优秀博士后和北京理工大学杰出中青年教师。担任IET 2015国际雷达会议主席、中国电子学会学术工作委员会委员和《Electronics Letters》等9个国内外学术期刊编委。

E-mail: xujia@bit.edu.cn