

天波超视距雷达中瞬态干扰定位方法研究

刘子威 苏洪涛* 胡勤振

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 为了对抗天波超视距雷达中的瞬态干扰, 现有时域算法一般有干扰定位、干扰剔除与数据恢复3个步骤, 其中干扰定位的精度直接决定了后续处理的性能。目前工程中应用的固定门限方法定位精度不够, 而现有文献中提出的方法运算量较大, 且对参数的选择较为敏感。针对这一问题, 该文提出一种迭代剔除平均检测器。此检测器将判决为干扰的样本点剔除出迭代平均的过程, 并采用前-后向检测的定位方法, 保证了背景估计与干扰定位的可靠性。天波超视距雷达的实测数据处理结果证明了所提方法的有效性。

关键词: 天波超视距雷达; 干扰定位; 瞬态干扰抑制

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)10-2482-06

DOI: 10.11999/JEIT151475

Transient Interference Localization Method in the Skywave Over-the-horizon Radar

LIU Ziwei SU Hongtao HU Qinzheng

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: In order to excise transient interferences in the skywave over-the-horizon radar, regular time-domain methods use steps as interference localization, interference blanking and data restoration. The interference excision performance depends highly on the interference localization performance. In the real system, the constant threshold detection method is adopted. However, it can not provide reliable localization performance. Some other existing methods need large computational costs and are sensitive to the parameters. To solve these problems, an iteratively censored average detector is proposed. The proposed detector removes the interference samples from the iterative estimating procedure and adopts a forward-backward localizing method to ensure the reliability of the localization performance. The experimental data collected from a trial skywave over-the-horizon radar are used. Results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: Skywave over-the-horizon radar; Interference localization; Transient interference suppression

1 引言

天波超视距雷达(Skywave Over-The-Horizon Radar, Skywave OTHR)工作在高频(High Frequency, HF)波段, 通过电离层对发射信号的折射实现下视探测, 其能够突破地球曲率的限制, 探测到视距以外的目标。而下视探测的工作方式以及工作波长的范围也使得天波超视距雷达具有一定的反隐身能力, 因此受到研究者的广泛关注^[1-4]。然而, 高频波段的用户较多, 且一些电离层的气象活动也会产生高频频段的信号, 因此天波超视距雷达常常受到高频干扰的影响。如果干扰信号的持续时

间比一个相干积累时间(Coherent Integration Time, CIT)短得多, 称这种干扰为瞬态干扰。除了流星余迹回波外, 绝大多数的瞬态干扰信号与雷达发射信号不相关, 同时, 由于多普勒分辨率反比于积累时间, 在匹配滤波和相干积累后, 瞬态干扰仍然会覆盖全部距离单元和大多数多普勒通道, 严重影响后续目标检测的性能。

对于瞬态干扰的抑制问题, 大部分的方法均是通过慢时间干扰定位、干扰挖除和缺损数据插值等步骤完成瞬态干扰抑制^[5-9]。其中, 所有的数据恢复均是根据干扰定位的结果进行的, 干扰定位的准确性将直接影响整体干扰抑制的性能^[10]。所以, 对干扰定位方法的研究是至关重要的。文献[5]和文献[8]中提出用背景功率估值加上一个常数因子作为检测门限, 这一方法实现简单, 是目前工程应用中采用的方法。但瞬态干扰也会参与背景功率的估计, 使得估值大于背景噪声功率, 降低了干扰定位的性

收稿日期: 2015-12-29; 改回日期: 2016-05-13; 网络出版: 2016-07-15

*通信作者: 苏洪涛 suht@xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61372134, 61401329)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61372134, 61401329)

能,且常数因子的选择也过于经验化。文献[10]使用自适应高斯基表征(Adaptive Gaussian basis Representation, AGR)实现干扰检测与剔除,文献[11]和文献[12]提出用小波变换的方法检测慢时间数据中的突变点,但这些方法的运算量均较大,不适合实际使用。文献[9]中使用 Teager-Kaiser 算子计算得到慢时间序列的突变情况,再使用目标检测中的滑窗类恒虚警算法对剧烈突变点进行检测。这一方法是目前为数不多的可以用虚警概率等定量指标来衡量干扰定位性能的方法。但是,实际中瞬态干扰的持续时间和出现的次数均是随机的,这使得常规滑窗类定位方法检测瞬态干扰的性能都对参考窗长和保护单元个数的选择十分敏感。因此,滑窗类方法在瞬态干扰检测的问题中依然不够稳健。可以看到,找到一种计算量小,性能稳健,适合实际工程应用的瞬态干扰定位方法仍是十分必要的。

瞬态干扰的能量通常明显大于背景噪声,因此门限检测方法是比较合适的。在一个 CIT 中,同一距离单元的噪声基本上是平稳的,利用此特点,本文提出一种迭代剔除平均(Iteratively Censored Average, ICA)检测器,该检测器通过对背景噪声样本的迭代加权平均来估计背景功率,并且将检测过程中过门限的点剔除出迭代过程,同时,采用前-后向检测方法,进一步保证了定位结果的可靠性。本文方法具有恒虚警率特性,检测性能与瞬态干扰的持续时间和出现次数均无关,实现简单,适合工程实际使用。用实测数据对本文所提方法进行了验证,结果证明了本文方法的有效性。

2 回波模型

在经过波束形成和脉冲压缩后,得到一个 $N \times P$ 维的距离-重复周期 2 维数据块, N 为距离单元数, P 为一个 CIT 中重复周期数。假设此数据中包含瞬态干扰,对某一个待处理的距离单元,记其慢时间序列为 $x(k)$, $k = 0, 1, \dots, P-1$, 则可得到

$$x(k) = c(k) + i(k) + s(k) + n(k) \quad (1)$$

其中, $c(k)$ 表示海、地杂波, $i(k)$ 表示瞬态干扰, $s(k)$ 表示目标, $n(k)$ 表示背景噪声。通常情况下,背景噪声 $n(k)$ 在不同次回波间是相互独立且服从同一分布的。

2.1 杂波

海杂波是主要的杂波分量。根据现有研究结果,一阶 Bragg 峰的多普勒频率为 $f_b = \pm \sqrt{g \cos \theta} / (\pi \lambda)$, 其中 λ 为雷达工作波长, θ 为天波掠射角, g 表示重力加速度。同时,记洋流附加的多普勒频移为 f_s , 则海杂波的慢时间回波模型建立为^[13]

$$c_{\text{se}}(k) = A_r e^{j(2\pi(f_s + |f_b|)kT_r + \phi(k))} + A_a e^{j(2\pi(f_s - |f_b|)kT_r + \phi(k))} + r(k) \quad (2)$$

其中, A_r 和 A_a 分别是正负 Bragg 峰的幅度, T_r 是重复周期, $\phi(k)$ 是洋流的变化带来的相位色散, $r(k)$ 代表二次反射产生的高阶峰。若考虑同时存在地杂波,假设地杂波 $c_{\text{gr}}(k) = A_g e^{j\psi}$, A_g 为地杂波幅度, ψ 为初相。最终, $c(k) = c_{\text{gr}}(k) + c_{\text{se}}(k)$ 。

2.2 瞬态干扰

常见的瞬态干扰可分为人为射频干扰(Radio Frequency Interference, RFI)和自然界的闪电等短时信号。其共同特点是持续时间远短于 CIT,但在其持续时间内能量很大。因此,瞬态干扰的主要分量在慢时间上可以看作冲激信号:

$$i(k) = \sum_{j=1}^J \text{rect}_j(k) \cdot B_j(k) \quad (3)$$

其中,

$$\text{rect}_j(k) = \begin{cases} 1, & T_{j,1} \leq kT_r \leq T_{j,2} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (4)$$

$B_j(t)$ 是第 j 段干扰信号的复包络, $T_{j,1}$ 和 $T_{j,2}$ 分别是此段干扰的开始和结束时刻。文献[14]对常见的 RFI 进行了建模,统一了斜条纹和竖条纹两种 RFI。闪电等自然界干扰比较难用统一的数学模型描述,一般认为类似宽带噪声,文献[15]对闪电的出现规律等作出了总结。由于本文方法基于能量检测,不涉及干扰的具体类型,因此这里不再对干扰特性做进一步分析。

3 ICA 检测器

在整个回波中,杂波能量是最强的。但从第 2 节中的杂波模型可以得到,杂波基本上集中在零多普勒频率附近。尽管抑制杂波会损失掉低多普勒频率处的干扰能量,但杂波谱的谱宽相对整个多普勒频率范围来说很窄,只要抑制杂波的滤波器凹口不要过宽,损失的干扰能量对干扰定位的影响是可以忽略的。因此,一般先对慢时间序列完成杂波抑制,再进行干扰定位。记杂波抑制后的慢时间回波为 $\bar{x}(t)$, 主要成分为噪声和瞬态干扰。在瞬态干扰检测中,二元假设检验为

$$\begin{cases} H_0: \bar{x}(k) = n(k) \\ H_1: \bar{x}(k) = i(k) + n(k) \end{cases}, \quad k = 0, 1, \dots, P-1 \quad (5)$$

其中, H_0 假设表示待检测单元中仅包含噪声, H_1 假设表示待检测单元中包含噪声和干扰。ICA 检测器的流程示意图如图 1 所示,其中,设立 M 个保护单元,用以避免瞬态干扰开始和结束阶段的缓慢能量变化,对待检测单元 $y(k)$ 进行背景估计的样本取自 $y(0) \sim y(k-M-1)$ 。

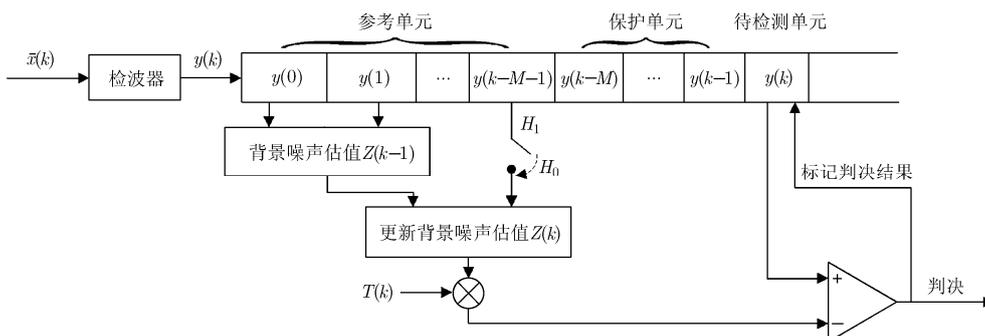


图1 ICA检测器示意图

经过平方率检波后的样本记为 $y(k)$ ，检测判决为

$$y(k) \begin{cases} > \\ < \end{cases} T(k)Z(k) \quad (6)$$

$T(k)$ 是按照一定的虚警概率 P_{fa} 得到的门限因子， $Z(k)$ 是作用于 k 时刻检测的背景噪声估计值。现有方法的主要问题是背景噪声的估计不够精确，导致干扰定位的性能较差，本文方法正是针对此问题提出的。背景噪声通常是近似满足独立同分布的，因此在待检测单元之前除保护单元外的所有样本通过加权求和完成背景估计，权值由遗忘因子决定，间隔越远的样本权值越小。同时，考虑到之前的样本中可能存在干扰，因此，若之前的某一样本由式(6)判决为存在干扰，则将此样本剔除出整个背景估计过程。应用过程中，背景的加权求和过程由更加简化的迭代更新来实现，以减少系统的存储量和运算量。下面对本文方法的背景估计方法进行数学描述。

由于 M 个保护单元的存在， $y(0), y(1), \dots, y(M)$ 是无法检测的，检测从 $y(M+1)$ 开始。假设前 $M+1$ 个样本不包含干扰。当 $M+1 \leq k \leq 2M+1$ 时，

$$Z(k) = w \sum_{l=0}^{k-M-1} (1-w)^{k-M-1-l} y(l) \quad (7)$$

其中， w 是遗忘因子，取值范围为 $0 < w < 1$ 。按照式(6)进行检测判决，记录判决结果。当 $k \geq 2M+2$ 时，为了不将包含干扰的分量引入背景迭代， $Z(k)$ 的迭代策略为

$$Z(k) = \begin{cases} (1-w) \cdot Z(k-1) + w \cdot y(k-M-1), \\ y(k-M-1) < T(k-M-1)Z(k-M-1) \\ Z(k-1), \\ y(k-M-1) \geq T(k-M-1)Z(k-M-1) \end{cases} \quad (8)$$

可以看到，由于在式(8)中背景噪声的迭代依据了先前的判决结果，如果判决为存在干扰，则不将此样本纳入迭代过程，这样就避免了瞬态干扰对背

景噪声功率估计的影响，使得整个定位结果更加可靠。

4 性能分析与实际应用

下面对 ICA 检测器的性能进行分析。在仅含平稳噪声的情况下，假设 $\bar{x}(k)$ 服从独立同分布的复高斯分布，则经过平方率检波后， $y(k)$ 服从参数为 μ 的指数分布，其概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 为

$$f_{y(k)}(y) = \begin{cases} \frac{1}{\mu} e^{-y/\mu}, & y > 0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (9)$$

由于待检测单元和参考单元均是统计独立的，则任意时刻的虚警概率为

$$\begin{aligned} P_{fa} &= \int_0^{+\infty} f_{Z(k)}(z) \int_{T(k)z}^{+\infty} f_{y(k)}(y) dy dz \\ &= \int_0^{+\infty} e^{-T(k)z/\mu} f_{Z(k)}(z) dz \end{aligned} \quad (10)$$

其中， $f_{Z(k)}(z)$ 是背景估计值 $Z(k)$ 的 PDF。在 $k \geq 2M+2$ ，根据式(8)不能显式地给出 $Z(k)$ 的 PDF 表达式，因此无法通过计算式(10)的闭式解来证明 ICA 检测器的恒虚警特性，下面用数学归纳法证明 ICA 检测器具有恒虚警率特性。从式(10)可知，如果能证明对于任一常数 α ，都有 $Z'(k) = \alpha Z(k)$ ，则可通过换元证明虚警概率 P_{fa} 与背景噪声分布 μ 无关，即检测器具有恒虚警率特性。现证明如下：记 $Z(k) = \phi(y(0), y(1), \dots, y(k-M-1))$ ，服从的 PDF 为 $f_{Z(k)}(z)$ 。当 $M+1 \leq k \leq 2M+1$ 时，由式(7)可以看到， $\phi(\cdot)$ 是 $y(0), y(1), \dots, y(k-M-1)$ 的线性组合，故必然成立。当 $k = 2M+2$ 时，

$$\begin{aligned} &\phi(\alpha y(0), \dots, \alpha y(M+1)) \\ &= \begin{cases} (1-w) \cdot Z'(2M+1) + w \cdot \alpha y(M+1), \\ \alpha y(M+1) < T'(M+1)Z'(M+1) \\ Z'(2M+1), \\ \alpha y(M+1) \geq T'(M+1)Z'(M+1) \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

由于 $M + 1 \leq k \leq 2M + 1$ 时已证明成立，则 $Z'(2M + 1) = \alpha Z(2M + 1)$, $Z'(M + 1) = \alpha Z(M + 1)$ ，且满足恒虚警率性质，故 $T'(M + 1) = T(M + 1)$ ，可得 $\phi(\alpha y(0), \dots, \alpha y(M + 1)) = \alpha \phi(y(0), \dots, y(M + 1))$ ，即 $Z'(2M + 2) = \alpha Z(2M + 2)$ 成立。

当 $k > 2M + 2$ 时，假设 $k = M + 1, \dots, K$ 时均成立，全部满足恒虚警率性质，则 $k = K + 1$ 时， $\phi(\alpha y(0), \alpha y(1), \dots, \alpha y(k - M - 1))$

$$= \begin{cases} (1 - w) \cdot Z'(k - 1) + w \cdot \alpha y(k - M - 1), \\ \alpha y(k - M - 1) < T'(k - M - 1)Z'(k - M - 1) \\ Z'(k - 1), \\ \alpha y(k - M - 1) \geq T'(k - M - 1)Z'(k - M - 1) \end{cases} \quad (12)$$

由于 $k = M + 1, \dots, K$ 时具备恒虚警率性质，则 $Z'(k - 1) = \alpha Z(k - 1)$, $Z'(k - M - 1) = \alpha Z(k - M - 1)$, $T'(k - M - 1) = T(k - M - 1)$ ，可得 $\phi(\alpha y(0), \alpha y(1), \dots, \alpha y(k - M - 1)) = \alpha \phi(y(0), y(1), \dots, y(k - M - 1))$ ，故 $k = K + 1$ 时刻成立，数学归纳法证明完毕。综上，在 $k \geq M + 1$ 时， $Z'(k) = \alpha Z(k)$ 均成立。因此，本方法满足恒虚警率性质，ICA 检测器是一种恒虚警率检测器。

然而，尽管证明了 ICA 检测器具有恒虚警率特性，但由于无法得到式(10)的闭式解，并不能直接通过计算得到门限因子 $T(k)$ 。下面给出一种近似求解方法：由于虚警概率通常很小，在均匀噪声背景中，被剔除的样本是很少的，因此，在计算 $T(k)$ 时，忽略剔除过程的影响，将式(8)近似为

$$Z(k) = (1 - w) \cdot Z(k - 1) + w \cdot y(k - M - 1) \quad (13)$$

在此近似条件下，容易得到虚警概率 P_{fa} 与门限因子 $T(k)$ 的闭式表达式为

$$P_{fa} = \prod_{l=0}^{k-M-1} [1 + T(k)w(1 - w)]^{-1} \quad (14)$$

遗忘因子 w 的取值需要折中考虑检测性能和虚警指标，根据文献[16]可知，在 $w = 0.0625$ 左右时，检测性能较好。通过式(14)计算出门限因子后，再用于式(7)和式(8)的 ICA 检测器中，完成检测过程。下面通过一个 Monte Carlo 实验，来验证这种近似后的门限因子对虚警概率的影响。设虚警概率为 $P_{fa} = 10^{-4}$ ， $w = 0.0625$ ，迭代次数为 200，对保护单元数 M 分别为 1, 3 和 5 的情况下，均进行 3×10^9 的 Monte Carlo 实验，统计各次迭代的虚警概率，结果如图 2 所示。

可以看到，随着迭代的进行，实际的虚警概率将逐渐收敛于预设的虚警概率，偏差在 2% 以下。而在 $M = 1$ 情况下开始阶段出现的抖动，是因为在开

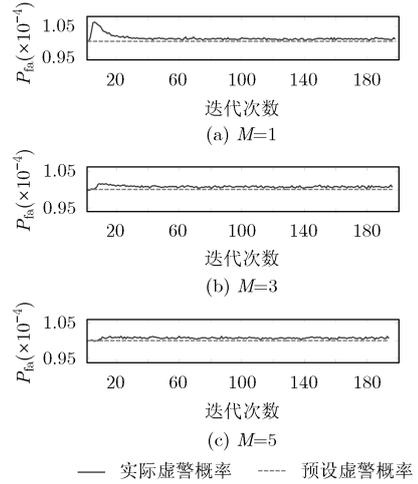


图 2 近似误差实验图

始阶段的迭代次数较少，存在一个相对较大的误差，但是最大也只有 6%，且随着迭代，误差也逐渐减小，在 20 次迭代后基本上已经收敛。由此可以看出，此近似方法计算得到的门限因子，能够较好地逼近预设的虚警概率，近似误差能够满足实际需求。

上面完成了对 ICA 检测器的理论分析。实际中，如果干扰存在于 CIT 的开始阶段，由于假设了前 $M + 1$ 个样本不包含干扰，直接进行迭代，则邻近的一些单元在检测时容易出现漏警。针对这种情况，本节提出使用前-后向检测的方法增加定位的稳健性：对每一个待检测的慢时间序列做顺序和倒序两次检测，同时抛弃各次检测的前半段结果，将后半段检测结果进行合并作为最终的检测结果。这样，即使在待检测慢时间序列的两端均有干扰存在，随着迭代，干扰的影响会逐渐减小，最终也能得到较可靠的检测结果。

最后，将一次乘法操作和一次求和操作均记为一次运算，再比较一下现有方法和本文方法的总运算量。假设滑窗类恒虚警检测器的单边参考窗长为 Q ，以文献[9]中选择的单元平均选小检测器(Smallest Of Constant False Alarm Rate, SO-CFAR)为例，比较结果如表 1 所示。

表 1 运算量分析

	固定门限方法	SO-CFAR	本文方法
运算量	$O(P)$	$O(2QP)$	$O(6P)$

可以看到，由于 SO-CFAR 每次滑窗都需要进行求和运算，所需运算量最大。而本文方法的迭代运算和固定门限方法的背景估计方法均是线性的，因此与固定门限方法的运算量处在一个数量级上，

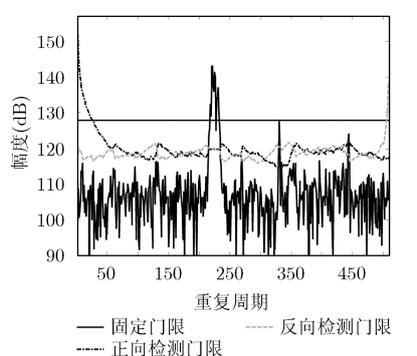
相比于固定门限方法,并没有增加太多的运算量。因此,本文方法从运算量上来说,也是十分适合工程实际应用的。

5 实测数据验证及分析

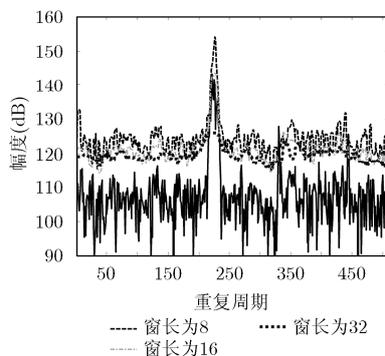
本节中,使用某实验天波超视距雷达的实测数据对本文方法进行验证。作为比较,将目前雷达系统中应用的固定门限方法和文献[17]中的SO-CFAR检测器作为现有检测方法,也用于同一组数据,以证明本文方法的有效性。

图3是本文方法与现有检测方法在实测数据上的效果比较图。其中,图3(a)给出了本文方法和固定门限方法的门限图,图3(b)是用SO-CFAR检测器得到的检测结果。在本实验中,虚警概率 $P_{fa} = 10^{-4}$, $w = 0.0625$,固定门限的门限因子为5 dB^[8],SO-CFAR检测器使用的保护单元个数为2。可以看到,由于固定门限是使用慢时间序列的所有样本估计背景,包含了干扰样本,使得背景估计过高,门限也偏高。同时,此方法的性能对门限因子的选择也十分敏感。但本文所提ICA检测器能较好地跟踪背景的变化,前向和后向检测门限均不会受到干扰样本的影响。不仅将215~235重复周期期间的瞬态干扰全部定位到,并且也成功定位到了330和440重复周期左右的弱瞬态干扰。图3(b)直观地反映了滑窗类CFAR检测方法的检测性能受参数的影响。可以看到,由于瞬态干扰的出现次数和每次的持续时间均不可预知,当窗长选择过短、保护单元过少时,干扰样本将参考窗全部充满,门限过高,定位效果非常差。可以预见,若窗长过长,或保护单元过多,在多段瞬态干扰的情况下,会出现多段干扰进入参考窗的情况,依然会造成定位性能下降。

为了验证干扰定位效果对最终干扰抑制性能的



(a) 本文方法和固定门限方法检测结果比较图



(b) SO-CFAR检测器的检测结果

图3 本文检测方法与现有检测方法的比较图

影响,根据图3(a)中两种定位方法的结果进行干扰抑制和插值,得到的结果如图4所示。使用的缺损数据插值算法来自文献[7]。可以看到,未做任何干扰抑制处理时,瞬态干扰占据了所有的多普勒通道,将背景抬高至150 dB,严重影响了目标的检测。根据固定门限方法得到的最终结果中,由于定位结果遗漏了部分干扰样本,使得干扰抑制不彻底,在最终结果中,仍然存在部分干扰。同样可知,当窗长选择不当时,滑窗类检测方法也会出现类似干扰遗留问题。而根据本文所提ICA检测器得到的最终结果中,绝大部分干扰已被抑制掉,背景恢复平稳。同时,注意到在有些多普勒频点上,干扰抑制后的幅度比未处理时的幅度更大,这是因为瞬态干扰和杂波、目标等是带相位叠加,因此不同的相位差会使得叠加干扰后的结果比原先的结果更大或更小。以上结果证明了本文方法的有效性,也说明了对现有瞬态干扰定位方法进行改进的必要性。

6 结束语

天波超视距雷达容易受到瞬态干扰的影响。在瞬态干扰抑制过程中,干扰定位的精确度直接决定了整个干扰抑制的性能。目前工程中应用的定位方法比较经验化,效果不够理想,而现有文献中提出的方法也存在运算量较大或对参数选择敏感的问题,不适合工程应用。本文根据一个CIT中同一距离单元的背景噪声相对平稳这一特点,提出一种迭代剔除平均检测器,并采用前-后向检测的方式得到最终定位结果。实测数据证实所提方法可对瞬态干扰进行有效检测,得到准确的干扰位置。同时,其性能不依赖于瞬态干扰的持续时间和出现次数,且运算量较小,适合工程实际使用。

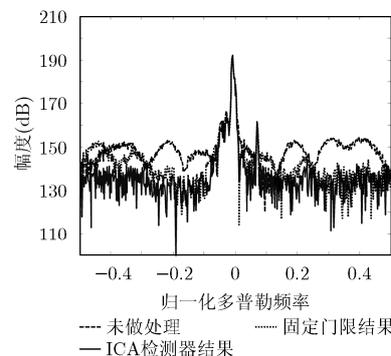


图4 不同定位结果对应的干扰抑制效果

参考文献

[1] ROESENER A G and GERBER J D. Analyzing potential

over-the-horizon radar site locations[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2015, 30(4): 14-22. doi:

- 10.1109/MAES.2015.140145.
- [2] HE Qian, LI Xiaodong, HE Zishu, *et al.* MIMO-OTH radar: signal model for arbitrary placement and signals with non-point targets[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(7): 1846–1857. doi: 10.1109/TSP.2015.2403275.
- [3] LIU Ziwei, SU Hongtao, and HU Qinzen. Method to suppress transient interference in skywave OTHR[J]. *Electronics Letters*, 2015, 51(20): 1606–1607. doi: 10.1049/el.2015.2166.
- [4] 胡进峰, 李万阁, 艾慧, 等. 基于改进时频分析方法的天波雷达机动目标检测算法研究[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(8): 1843–1848. doi: 10.11999/JEIT141485.
- HU Jinfeng, LI Wange, AI Hui, *et al.* Maneuvering target detection algorithm based on improved time-frequency analysis method in skywave radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(8): 1843–1848. doi: 10.11999/JEIT141485.
- [5] 邢孟道, 保铮, 强勇. 天波超视距雷达瞬态干扰抑制[J]. *电子学报*, 2002, 30(6): 823–826. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.2002.06.014.
- XING Mengdao, BAO Zheng, and QIANG Yong. Transient interference excision in OTHR[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2002, 30(6): 823–826. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.2002.06.014.
- [6] TURLEY M. Impulsive noise rejection in HF radar using a linear prediction technique[C]. *IEEE International Radar Conference*, Adelaide, SA, Australia, 2003: 358–362. doi: 10.1109/RADAR.2003.1278767.
- [7] LIU Ziwei, SU Hongtao, and HU Qinzen. Spectrum reconstruction in the sky-wave OTHR using GAPES[C]. *IEEE International Radar Conference*, Lille, France, 2014: 1–5. doi: 10.1109/RADAR.2014.7060445.
- [8] QUAN Yinghui, XING Mengdao, ZHANG Lei, *et al.* Transient interference excision and spectrum reconstruction for OTHR[J]. *Electronics Letters*, 2012, 48(1): 42–44. doi: 10.1049/el.2011.2799.
- [9] 李茂, 何子述. 基于矩阵补全的天波雷达瞬态干扰抑制算法[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(5): 1031–1037. doi: 10.11999/JEIT140973.
- LI Mao and HE Zishu. Sky-wave radar transient interference suppression based on matrix completion[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(5): 1031–1037. doi: 10.11999/JEIT140973.
- [10] GUO Xin, SUN Hongbo, and YEO T S. Transient interference excision in over-the-horizon radar using adaptive time-frequency analysis[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2005, 43(4): 722–735. doi: 10.1109/TGRS.2005.844291.
- [11] 权太范, 李健巍, 于长军, 等. 高频雷达抑制冲击干扰的研究与实验[J]. *电子学报*, 1999, 27(12): 23–25. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.1999.12.007.
- QUAN Taifan, LI Jianwei, YU Changjun, *et al.* An approach and experiment of suppressing burst interference in high-frequency radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 1999, 27(12): 23–25. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.1999.12.007.
- [12] 薄超, 顾红, 苏卫民, 等. 天波雷达欠密度流星余迹干扰抑制算法[J]. *兵工学报*, 2015, 36(5): 846–853. doi: 10.3969/j.issn.1000-1093.2015.05.012.
- BO Chao, GU Hong, SU Weimin, *et al.* Under-dense meteor trail interference suppression algorithm for over-the-horizon radar[J]. *Acta Armamentarii*, 2015, 36(5): 846–853. doi: 10.3969/j.issn.1000-1093.2015.05.012.
- [13] FABRIZIO G A, GERSHMAN A B, and TURLEY M D. Robust adaptive beamforming for HF surface wave over-the-horizon radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2004, 40(2): 510–525. doi: 10.1109/TAES.2004.1310001.
- [14] YI Jianxin, WAN Xianrong, CHENG Feng, *et al.* Computationally efficient RF interference suppression method with closed-form maximum likelihood estimator for HF surface wave over-the-horizon radars[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2013, 51(4): 2361–2372. doi: 10.1109/TGRS.2012.2210903.
- [15] BARNUM J R and SIMPSON E E. Over-the-horizon radar sensitivity enhancement by impulsive noise excision[C]. *IEEE National Radar Conference*, Syracuse, USA, 1997: 252–256. doi: 10.1109/NRC.1997.588315.
- [16] 何友, 关键, 孟祥伟, 等. 雷达目标检测与恒虚警处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2011: 222–226.
- HE You, GUAN Jian, MENG Xiangwei, *et al.* Radar Target Detection and CFAR Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2011: 222–226.
- [17] TRUNK G V. Range resolution of targets using automatic detectors[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1978, 14(5): 750–755. doi: 10.1109/TAES.1978.308625.
- 刘子威: 男, 1989年生, 博士生, 研究方向为雷达自适应抗干扰技术和阵列信号处理.
- 苏洪涛: 男, 1974年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为超视距雷达信号处理、阵列信号处理和统计信号处理.
- 胡勤振: 男, 1988年生, 博士生, 研究方向为组网雷达自适应检测和统计信号处理.