

一种基于诱导脉冲的极化对消抗欺骗干扰方法*

梁子尧, 于 勇, 张 彬, 张剑琦
(北京遥测技术研究所 北京 100076)

摘要: 针对反舰导弹雷达受到敌方大功率有源欺骗信号干扰而不能有效探测目标的问题, 提出了一种基于诱导脉冲的极化对消方法。首先采取 Jones 矢量对雷达及干扰信号的极化特性进行表征, 接着建立一种基于诱导脉冲的雷达 H、V 双极化通道接收体制, 时序上分为诱导和对消两个阶段; 然后具体分析了极化对消器的算法原理; 最后采取正负斜率线性调频对诱导脉冲的波形进行设计。仿真实验结果表明, 算法可以有效抑制欺骗干扰, 匹配滤波后干扰抑制比可达 30dB 左右。

关键词: 雷达信号处理; 抗干扰; 极化对消器

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** CN11-1780(2021)01-0064-06

Anti-deception jamming method of polarization canceller based on induced pulse

LIANG Ziyao, YU Yong, ZHANG Bin, ZHANG Jianqi
(Beijing Research Institute of Telemetry, Beijing 100076, China)

Abstract: In order to solve the problem that anti-ship missile radar cannot detect target effectively due to interference from high-power active deception jamming signals of enemy, a polarization cancellation method based on induced pulse is proposed. Firstly, Jones vector is used to characterize the polarization of radar and jamming signals. Then, a radar H and V dual-polarization channel receiving system based on induced pulse is established, which is divided into induction and cancellation stages. Then the algorithm principle of polarization canceller is analyzed. Finally, the waveform of induced pulse is designed with positive and negative frequency modulation. Simulation results show that the algorithm can effectively suppress deception jamming, and the interference suppression ratio can reach about 30dB after matched filtering.

Key words: Radar signal processing; Anti-jamming; Polarization canceller

引 言

在舰船电子对抗领域, 欺骗式干扰是一种典型的有源干扰方式, 主要用于干扰进入搜索和跟踪阶段的反舰导弹末制导主动雷达。它的作用机理是依据所截获的信号参数短时间内仿制出特定的信号并向着来波方向进行再转发, 使得雷达处理机主要接收欺骗信号而不能及时有效地探测到真实目标, 从而达到掩护舰船的目的。这种干扰形式不仅针对性强, 而且干扰效果较好, 赋予一定的增益后可同时具备欺骗性和压制性, 已被各个国家广泛地装备于飞机以及军舰中, 且多次在实战中投入使用。因此, 如何提升抗欺骗干扰能力是反舰雷达导引头面临的重要技术课题之一。

极化域是雷达电磁波除时、频、空域之外的第四域信息, 反映了电磁波传播过程中的运动轨迹, 在不同目标回波和信号中体现出独特的极化规律和特征, 对极化域信号的检验和处理方法用于雷达对抗领域可起到抗干扰的作用。目前, 已有许多学者在此方面进行研究。文献[1]针对相干两点源角度欺骗式干扰, 提出了一种二元假设的检验方法; 文献[2]用变发射极化得到最优发射极化, 利用基于标量模型的统计检测方法来类比地解决目标检测问题; 文献[3]和文献[4]利用 DRFM (数字射频存储) 转发干扰信号经延时量化后的中心频谱频移效应与谐波分量细微特征, 实现假目标鉴别。这些极化域信号处理方法能

*基金项目: 国防预研项目

收稿日期: 2020-07-10 收修改稿日期: 2020-12-25

起到一定的抗干扰作用，但均基于雷达全极化收发能力，对系统设计的复杂度提出很高的要求，且在干扰与真实回波信号耦合度较大的情况下抗干扰效果受限。自适应极化对消是一种用于抑制杂波和有源压制式干扰的技术^[5-7]，但鲜有应用于有源欺骗干扰的报道。本文提出一种基于诱导脉冲的自适应极化对消方法，采用水平-垂直双极化接收体制，在诱导阶段对干扰信号诱导并采样，以干扰平均功率最小为准则计算最佳对消矢量，然后用于对消阶段进行对消，抑制干扰信号的能量；之后采取正负调频率 LFM（线性调频）的方法对诱导脉冲进行设计。仿真实验结果表明，该算法对有源欺骗干扰有良好的抑制效果。

1 信号极化特性的表征

雷达电磁波的极化表征方法有很多种，其中，Jones 矢量表征法由于不仅能够同时表示电磁波的极化、幅度和相位信息，而且方便向其它表征形式进行转化的原因被广泛使用。任一种极化波的 Jones 矢量可表示为^[8]

$$\mathbf{e}_{\text{HV}} = \begin{bmatrix} a_{\text{H}} e^{j\phi_{\text{H}}} \\ a_{\text{V}} e^{j\phi_{\text{V}}} \end{bmatrix} \tag{1}$$

令 $\gamma = \arctan \frac{a_{\text{V}}}{a_{\text{H}}}$ ， $\gamma \in [0, \frac{\pi}{2}]$ ， $\phi = \phi_{\text{V}} - \phi_{\text{H}}$ ， $\phi \in [0, 2\pi]$ ，称 (γ, ϕ) 为极化相位描述角，则归一化的 Jones 矢量表示为

$$\mathbf{h}_0 = \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma e^{j\phi} \end{bmatrix} \tag{2}$$

雷达导引头在跟踪模式下发射单脉冲信号，敌方干扰机拦截到该信号后在很短的响应时间内提取其波形、频率、来波方向等参数，并以此为依据进行复制，再采取时延、变频等调制措施，赋予一定的功率增益后生成干扰信号 $J(n)$ 朝着我方雷达方向进行转发。设我方雷达接收天线的极化状态用 Jones 矢量 \mathbf{h} 表示，真实目标回波信号 $s(n)$ 和敌方干扰信号 $J(n)$ 的极化状态分别用 \mathbf{h}_s 和 \mathbf{h}_j 表示， $N(n)$ 表示高斯白噪声，则雷达导引头接收到的合成信号为

$$\mathbf{x} = \mathbf{h}^T \mathbf{h}_s \times s(n) + \mathbf{h}^T \mathbf{h}_j \times J(n) + N(n) \tag{3}$$

这种干扰信号对我方雷达的影响主要体现在两个方面：第一，欺骗干扰信号在时域、频域、空域的特性与回波信号几乎一致，形成逼真的假目标使雷达无法鉴别出真实目标；第二，其功率通常比真实目标回波大 10dB~30dB，导致真实回波信号在各个信号域被完全遮盖难以提取^[9]，因此，大多以能提取出纯净的真实信号和干扰信号为前提的抗欺骗干扰方法往往难以在实际作战环境下实现。但是，现有的干扰机受体积、成本、技术等条件的约束，通常采用单一或者缓变的极化调制方式，与被真实复杂目标反射后信号的极化特性有着明显的差异，因此，基于极化域特性的抗欺骗干扰措施可以有效抑制干扰。

2 基于诱导脉冲的自适应极化对消器设计

2.1 自适应极化对消器算法原理

已有的自适应极化对消算法往往作用于抵消噪声压制干扰，步骤一般为先对纯干扰信号段进行采样和处理，在一定的准则下计算出通道间的权系数，再在目标回波+干扰信号接收段进行对消。不同于有源噪声压制干扰，欺骗式干扰由于其特有的被动转发性和欺骗性，导致无论在时间维度还是空间维度上都难以提取和区分出纯干扰信号段。为此，设计了加入诱导脉冲的雷达脉冲发射机制，如图 1 所示。

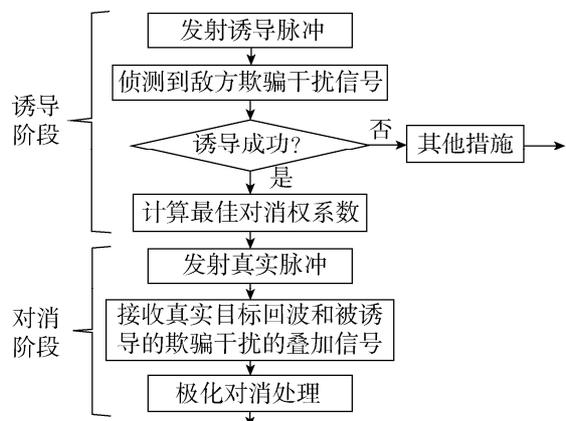


图 1 雷达脉冲发射机制

Fig. 1 Radar pulse emission mechanism

在干扰机的一个复制周期内, 雷达的发射过程分为两个阶段, 诱导阶段和对消阶段。在诱导阶段, 我方雷达发射经特殊设计的诱导脉冲, 诱使敌方干扰机进行截获转发, 诱导成功后, 计算得到最佳对消系数; 在对消阶段, 我方雷达发射用于探测的真实脉冲, 此时, 在接收端利用该权系数在两个极化通道之间进行对消处理。具体的极化对消算法流程如图 2 所示。

设雷达的 H、V 极化通道天线的 Jones 矢量分别为 \mathbf{h}_H 和 \mathbf{h}_V , 诱导信号 $s_{\text{fake}}(n)$ 和转发干扰信号 $J_{\text{tran}}(n)$ 的 Jones 矢量分别为 \mathbf{h}_{fake} 和 \mathbf{h}_{tran} , 假设当前阶段敌方干扰机成功被我方所诱导, 干扰机连续发射 I 个诱导脉冲的调制复制信号, 表示为

$$J_{\text{tran}}(n) = \sum_{i=0}^{I-1} A_i s_{\text{fake}}(n-i) \quad (4)$$

叠加后两通道的接收信号为

$$x_{\text{fake,H}} = \mathbf{h}_H^T \mathbf{h}_{\text{fake}} \times s_{\text{fake}}(n) + \mathbf{h}_H^T \mathbf{h}_{\text{tran}} \times J_{\text{tran}}(n) + N_1(n) \quad (5)$$

$$x_{\text{fake,V}} = \mathbf{h}_V^T \mathbf{h}_{\text{hope}} \times s_{\text{hope}}(n) + \mathbf{h}_V^T \mathbf{h}_{\text{tran}} \times J_{\text{tran}}(n) + N_2(n) \quad (6)$$

其中, $N_1(n)$ 和 $N_2(n)$ 是各自通道独立的高斯噪声, 平均功率为 P_n 。在计算最佳权系数时, 以加权后输出信号平均功率最小为优化准则, 输出信号平均功率记为

$$\xi = E[|w_H x_{\text{fake,H}} + w_V x_{\text{fake,V}}|^2] = E[\mathbf{w}^T \mathbf{x} |\mathbf{x}|^2] = E[\mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w}^*] \quad (7)$$

$$\mathbf{R} = [\mathbf{x} \mathbf{x}^H] = \begin{bmatrix} |x_{\text{fake,H}}|^2 & x_{\text{fake,H}} x_{\text{fake,V}}^* \\ x_{\text{fake,V}} x_{\text{fake,H}}^* & |x_{\text{fake,V}}|^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

问题即转化为求取最佳权矢量 $\mathbf{w}_{\text{opt}} = [w_{\text{opt,H}} \quad w_{\text{opt,V}}]^T$ 使得 $\xi|_{\mathbf{w}=\mathbf{w}_{\text{opt}}} = \xi_{\text{min}}$ 。 \mathbf{R} 为厄米特矩阵且具有两个非负实数特征值, 其中, 较小值对应的特征向量即为所求 \mathbf{w}_{opt} , 用于对消阶段对通道间信号线性加权, 对消干扰。易求得此时的输出最小平均功率为

$$(|w_{\text{opt,H}}|^2 + w_{\text{opt,H}} w_{\text{opt,V}}^* + w_{\text{opt,H}}^* w_{\text{opt,V}} + |w_{\text{opt,V}}|^2) P_n \quad (9)$$

设两通道接收包含真实信号回波 $s_{\text{hope}}(n)$ 的叠加信号为

$$x_{\text{hope,H}} = \mathbf{h}_H^T \mathbf{h}_{\text{hope}} \times s_{\text{hope}}(n) + \mathbf{h}_H^T \mathbf{h}_{\text{tran}} \times J_{\text{tran}}(n) + N_3(n) \quad (10)$$

$$x_{\text{hope,V}} = \mathbf{h}_V^T \mathbf{h}_{\text{hope}} \times s_{\text{hope}}(n) + \mathbf{h}_V^T \mathbf{h}_{\text{tran}} \times J_{\text{tran}}(n) + N_4(n) \quad (11)$$

其中, $N_3(n)$ 和 $N_4(n)$ 是各自通道独立的高斯噪声。则经干扰对消后的滤波输出结果是 $y = w_{\text{opt,H}} x_{\text{hope,H}} +$

$w_{\text{opt,V}} x_{\text{hope,V}}$ 。

2.2 诱导脉冲设计

诱导脉冲的目的是为了避免干扰机复制有用信号, 便于在接收端进行干扰鉴别和抑制。在单脉冲跟踪工作模式下, 通常对回波信号进行匹配滤波获取探测区域的一维距离像。从此角度出发, 以匹配滤波后干扰位置处脉压幅度远低于真实目标位置处脉压幅度为诱导脉冲的设计原则。借鉴文献[6]提出的以正负斜率线性调频波形进行极化特性提取的思想, 令诱导脉冲和真实发射脉冲为中心频率相等、调频率互为相反数的线性调频脉冲, 分别表示为

$$s_{\text{fake}}(t) = A_{\text{fake}} e^{2\pi j(f_c t + \frac{1}{2} k t^2)} \text{rect}\left(\frac{t}{T_{p,\text{fake}}}\right) \quad (12)$$

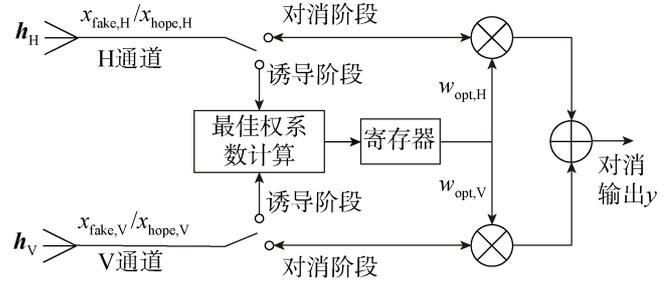


图 2 极化对消算法流程图

Fig. 2 Flow chart of polarization cancellation algorithm

$$s_{\text{hope}}(t) = A_{\text{hope}} e^{2\pi j(f_c t - \frac{1}{2} k t^2)} \text{rect}\left(\frac{t}{T_{p,\text{hope}}}\right) \quad (13)$$

其中, A_{fake} 、 A_{hope} 表示信号的幅度, f_c 表示载波频率, k 表示调频率 ($k > 0$)。对于同一个点目标, 考虑通道噪声 $N(t)$, 下变频后它们的基带接收信号写为

$$s(t) = G \sum_{n=1}^N [A'_{n,\text{fake}} e^{j\pi k(t-\Delta t_n)^2} + A'_{n,\text{hope}} e^{[-j\pi k(t-\Delta t_n)^2]}] \quad (14)$$

以响应函数 $h(t) = e^{j\pi k t^2}$ 对上述信号采取匹配滤波处理, 得到:

$$y_m(t) = s(t) * h(t) = G \sum_{n=1}^N [A'_{n,\text{fake}} e^{j\pi k(t-\Delta t_n)^2} * e^{j\pi k t^2} + A'_{n,\text{hope}} e^{[-j\pi k(t-\Delta t_n)^2]} * e^{j\pi k t^2}] \quad (15)$$

由于 $h(t)$ 是真实回波匹配的响应函数, 它和回波中的诱导脉冲回波分量不能进行相位对齐, 无法产生脉压峰值, 而真实回波分量经匹配后可以输出脉压峰值, 从而达到干扰位置处脉压幅度远低于真实目标位置处脉压幅度的效果。

3 仿真实验分析

在单脉冲跟踪工作模式下, 通常对回波信号进行匹配滤波获取探测区域的一维距离像。被欺骗干扰状态下, 回波的一维距离像在不同距离单元产生多个峰值, 进而难以探测出目标真实位置。因此, 将真实目标处脉压幅度和 M 个假目标处脉压幅度均值之比作为评判抑制距离欺骗干扰性能的优劣, 简称干扰抑制比, 单位 dB, 记为

$$\rho = 20 \lg \left(\frac{|A_{\text{hope}}|}{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |A_{\text{fake},m}|} \right) \quad (16)$$

设真实目标回波信号的极化相位描述角为 ($76^\circ, 45^\circ$), 欺骗干扰信号的极化相位描述角为 ($45^\circ, 280^\circ$) (干扰采取 45° 线极化方式为了对水平、垂直极化天线都有一定的效果), 其余信号参数在表 1 给出。接收端信干比为 -15dB , 信噪比为 3dB 。以一个脉冲为例, 接收端 H、V 极化通道接收信号的时频图和对消后输出信号的时频分析如图 3 所示。

表 1 信号参数设置表

Table 1 Signal parameter setting

类别	带宽/MHz	脉宽/ μs	采样率/MHz
诱导脉冲	20	8	
真实发射脉冲	40	16	60
距离欺骗干扰脉冲	20	8	

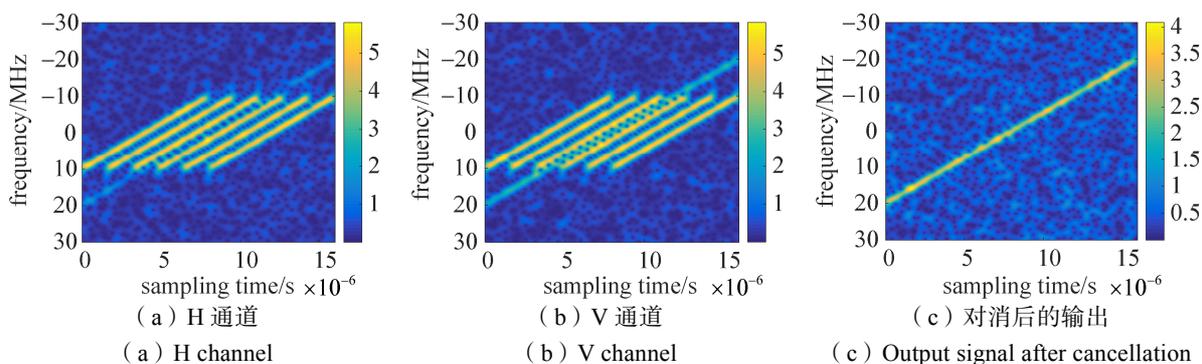


图 3 各通道和对消后信号时频分析图

Fig. 3 Time-frequency analysis diagram of each channel signal and cancellation signal

可以看出, 在一个脉冲宽度内, H、V 两通道的欺骗干扰信号具有不同的时延, 在 6 个距离上生成假目标, 且功率远远大于真实回波信号, 无论在时域还是频域内都对真实回波产生压制。而利用本文的极化对消算法进行处理后真实信号的能量得以显现, 匹配滤波后的时域波形如图 4 所示。

从回波脉压结果中可以看出, 不采取措施的情况下, 难以区分真实点目标和干扰信号产生的 6 个虚假目标处的峰值; 进行极化对消后结果得到明显改善, 干扰抑制比达到 18dB。

上述结果均在真实和诱导 LFM 脉冲调频率一致的情况下得到, 若发射诱导脉冲调频率取反, 即和真实脉冲调频率互为相反数, 其余实验条件不变, 得到对消后的脉冲压缩结果对比如图 5 所示。真实目标处的能量仍被保留, 同时假目标处由于负斜率线性调频脉压失配, 峰值进一步降低, 此时干扰抑制比约为 30dB, 证明采取正负调频率的诱导脉冲有更好的干扰抑制效果。

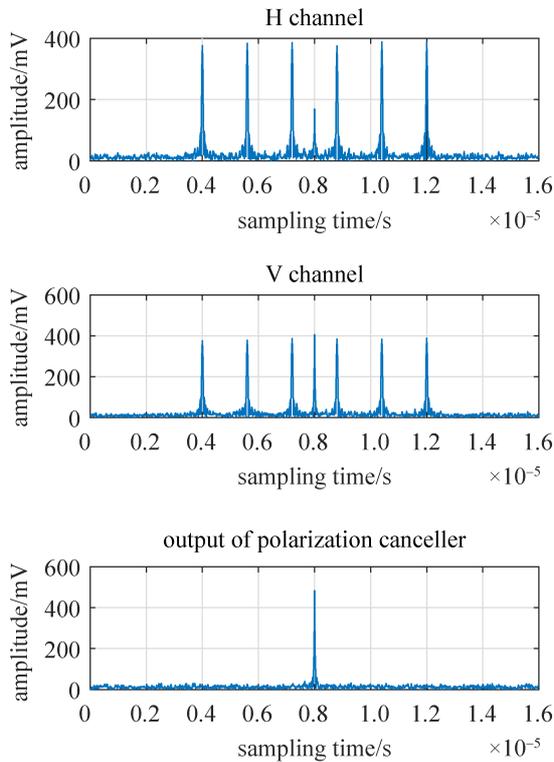


图 4 匹配滤波后的结果
Fig. 4 Matched filtering results

为了探究信干比、信噪比对极化对消性能的影响, 设置信干比范围-40dB~10dB, 步进为 1dB; 信噪比范围-6dB~10dB, 步进为 1dB, 得到干扰抑制比在不同情况下的变化如图 6 所示。

随着信干比、信噪比的不同, 对消输出结果呈现出一定的递增、递减规律。在信干比为-40dB 时, 该算法对干扰抑制效果良好, 脉压后的干扰抑制比为 15dB~25dB 左右, 而随着信干比的上升, 干扰抑制比反而有了下降的趋势, 当信号与干扰的功率水平相当或者低于干扰功率时, 干扰抑制效果较差, 干扰抑制比仅为 5dB 左右。出现这样的现象是由于在诱导阶段两极化通道的接收信号中诱导信号回波分量较大, 导致在计算对消系数时以诱导信号分量为主导, 因

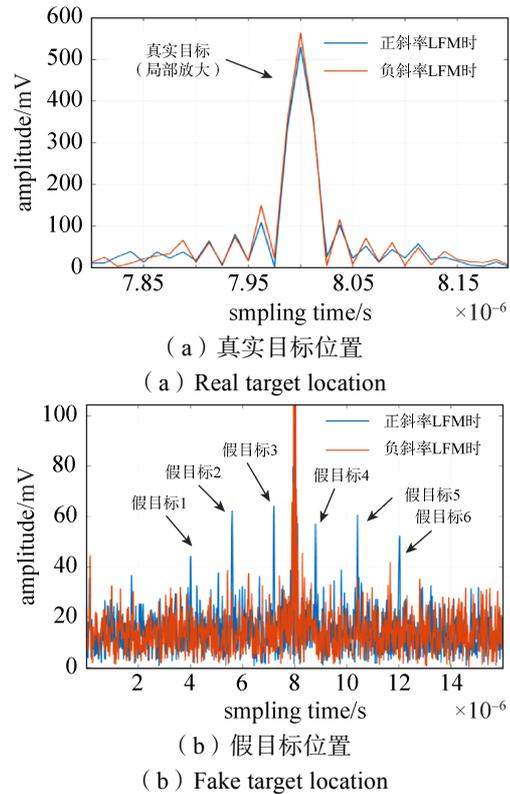


图 5 调频率相同或相反时匹配滤波结果对比图
Fig. 5 Comparison of matched filtering results when frequency modulation is the same and opposite

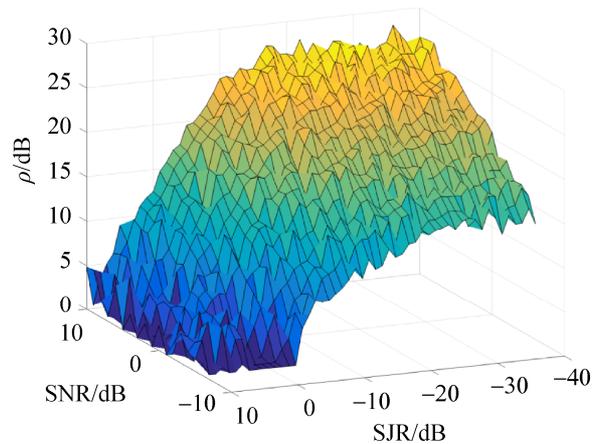


图 6 信噪比、信干比对性能的影响示意图
Fig. 6 Effect of SNR and SJR on performance

此进行对消时同时对消掉了一部分有用信号的能量,导致效果变差。这一点和文献[10]的论述一致。信噪比影响方面,随着信噪比由低到高变化,相应的干扰抑制效果也更好,这是由于信噪比增大的同时,等同于干噪比也在增大,在计算权矢量时能更加准确地计算出使干扰输出功率最小的权值。

4 结束语

以反舰导弹雷达电子对抗为背景,本文提出的基于诱导脉冲的自适应极化对消方法,在时域、频域、空域都不能有效探测、鉴别真实目标的情况下,给出了极化域抑制有源欺骗干扰的新方法,实验结果表明,该算法能够很好地抑制干扰能量,保留真实目标信号能量,且该方法易于工程实现,具备实际应用的潜能。但是对于多种干扰样式复合使用以及强海杂波背景下的抗干扰性能本文没有进一步探究,将在后续的工作中深入研究。

参考文献

- [1] 宗志伟,李永祯,施龙飞,等.全极化雷达相干两点源角度欺骗干扰识别方法[J].电波科学学报,2014,29(4):621-626.
ZONG Zhiwei, LI Yongzhen, SHI Longfei, et al. Discrimination method of coherent dual point sources angular deception using fully polarimetric radar[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2014, 29(4): 621-626.
- [2] XIANG Zhe, CHEN Baixiao, YANG Minglei. Transmitter polarization optimization with polarimetric MIMO radar for mainlobe interference suppression[J]. Digital Signal Processing, 2017, 65: 19-26.
- [3] GRECO M, GINI F, FARINA A. Radar detection and classification of jamming signals belonging to a cone class[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(5): 1984-1993.
- [4] 卢龙云,李明,陈洪猛,等.基于奇异谱分析的抗数字射频存储距离波门拖引干扰[J].电子与信息学报,2016,38(3):600-606.
LU Yunlong, LI Ming, CHEN Hongmeng, et al. Countering DRFM range gate pull-off jamming based on singular spectrum analysis[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(3): 600-606.
- [5] 李永祯,肖顺平,王雪松,等.雷达极化抗干扰技术[M].北京:国防工业出版社,2010.
- [6] 刘勇.动态目标极化特性测量与极化雷达抗干扰新方法研究[D].长沙:国防科技大学,2011.
- [7] 成天桢.双极化接收的自适应对消抗干扰方法研究[J].现代防御技术,2018,46(4):67-72.
CHENG Tianzhen. Adaptive dual-polarization canceller algorithm for countering radar jamming[J]. Modern Defense Technology, 2018, 46(4): 67-72.
- [8] 肖顺平,王雪松,代大海,等.极化雷达成像处理及应用[M].北京:科学出版社,2013.
- [9] 冉宏远,张宏伟.欺骗式干扰的虚假目标参数研究[J].舰船电子工程,2019(3):77-81.
RAN Hongyuan, ZHANG Hongwei. Research on false target parameters of deception jamming[J]. Ship Electronic Engineering, 2019(3): 77-81.
- [10] 吕波,都学新,韩壮志.自适应极化滤波抗欺骗干扰性能研究[J].现代雷达,2012,34(11):37-40.
LV Bo, DU Xuexin, HAN Zhuangzhi. A study on anti-jamming performance of adaptive polarization filter[J]. Modern Radar, 2012, 34(11): 37-40.

[作者简介]

- 梁子尧 1996年生,在读研究生,主要研究方向为雷达信号处理。
于 勇 1971年生,博士,研究员,主要研究方向为飞行器设计和雷达信号处理。
张 彬 1981年生,硕士,研究员,主要研究方向为数字信号处理与SAR成像技术。
张剑琦 1985年生,硕士,高级工程师,主要研究方向为雷达成像算法与信号处理。