

抗主瓣多假目标欺骗干扰EPC-MIMO波形自适应优化设计技术

张 洋^{1,2}, 位寅生^{1,2}, 于 雷^{1,2}

(1. 哈尔滨工业大学电子信息工程学院, 黑龙江哈尔滨 150001;
2. 工业与信息化部对海监测与信息处理重点实验室, 黑龙江哈尔滨 150001)

摘 要: 本文针对主瓣多假目标欺骗干扰对抗的难题, 提出一种基于阵元脉冲编码多输入多输出(Element-Pulse Coding Multiple-Input Multiple-Output, EPC-MIMO)波形自适应设计的干扰抑制方法. 阵元脉冲编码技术可在不影响真目标回波特性前提下, 调整假目标在发射频率域的能量分布. 利用这一特性, 本文以真假目标空域相关性极小化为优化目标设计EPC-MIMO波形, 使假目标能量分布于真目标空域检测区域外, 进而在接收端通过数字波束形成实现假目标的有效抑制. 此外, 由于EPC-MIMO波形的自适应设计需要对干扰进行认知, 本文还提出一种基于EPC-MIMO波形的干扰快速认知方法. 仿真实验验证了所提方法的有效性.

关键词: 雷达抗干扰; 认知雷达; 多输入多输出雷达; 波形设计; 相位编码; 阵元脉冲编码; 主瓣欺骗干扰; 数字波束形成

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)03-0513-11

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20210329

Adaptive Optimization Design Technology of EPC-MIMO Waveform Against Mainlobe Multiple False Targets Deception Jamming

ZHANG Yang^{1,2}, WEI Yin-sheng^{1,2}, YU Lei^{1,2}

(1. School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China;
2. Key Laboratory of Marine Environmental Monitoring and Information Processing, Ministry of Industry and Information Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: A multiple false targets deception jamming suppression method based on the optimization design of the element-pulse coding multiple-input multiple-output(EPC-MIMO) waveform is proposed. EPC can change the energy distribution of false targets in the transmitting frequency domain but not affect the true target. Using this feature, this paper optimizes the EPC-MIMO waveform with the objective function of minimizing the spatial correlation between the real and false targets. It can distribute the jamming energy outside the target airspace detection area. And then false targets can be effectively suppressed at the receiving end by digital beam forming. At the same time, since this method is realized under the condition of jamming cognition, this paper also proposes a fast jamming cognition method based on EPC-MIMO waveform to form a waveform design-jamming cognition closed-loop system. Simulation experiments verify the effectiveness of the proposed methods.

Key words: radar anti-jamming; cognitive radar; multiple-input multiple-output radar; waveform design; phase coding; element-pulse coding; mainlobe deception jamming; digital beam forming

1 引言

为提高雷达对复杂环境的适应能力和满足雷达日益多样化的任务需求, 20世纪初国外学者将多输入多

输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术从通信领域引入雷达领域, 提出了MIMO雷达概念^[1,2]. 相比于传统相控阵雷达, MIMO雷达具备更优越的搜索、目

标跟踪、抗饱和攻击性能等,可有效改善雷达战场工作能力^[2].但随着现代电子干扰技术的不断进步,各种新型干扰不断被提出,特别是数字射频存储^[3,4](Digital Radio Frequency Memory, DRFM)欺骗干扰技术,一经提出便迅速被应用于各种作战场景.如现代作战飞机、舰船以及低空突防目标等往往配备自卫干扰机,或与随队干扰机协同工作,在被雷达锁定后会通过 DRFM 技术生成单个或多个主瓣假目标,诱使雷达锁定并跟踪假目标^[5,6],从而丢失真目标,严重影响了雷达系统的目标探测性能.

DRFM 欺骗干扰根据采样转发方式的不同可分为两种,一是全脉冲转发干扰^[7],干扰机对整个探测脉冲进行截获再转发;二是间歇采样转发干扰^[8,9],干扰机对探测信号部分片段采样后快速转发.本文主要考虑全脉冲转发干扰的对抗.对于全脉冲转发干扰,干扰信号相比于目标至少延迟一个脉冲宽度进入接收机,这导致假目标远远偏离真目标所处距离单元,极大弱化了干扰的欺骗性.为此,干扰机一般通过调整干扰转发时延,延迟一个或多个脉冲重复周期(Pulse Repetition Interval, PRI),从而在目标所处距离-多普勒单元附近产生超前或滞后的假目标.

对于具有一个或多个 PRI 延迟的转发欺骗干扰,脉冲分集是解决该干扰的有效手段.国内外已有学者开展关于脉冲分集抗干扰技术的研究,如设计具有低互相关特性或局部低互相关特性的波形组^[10-13]使干扰信号与目标在快时间域失配,以及设计脉间相位编码波形使干扰信号与目标在慢时间域失配等^[14-16].但这一类技术不适用于 MIMO 雷达体制,因此有学者提出了基于频率分集阵 MIMO (Frequency Diverse Array MIMO, FDA-MIMO) 雷达的欺骗干扰对抗方法.该技术利用 FDA-MIMO 波形的距离-角度耦合性,通过调整阵元间频偏量使干扰在发射频率域搬离雷达波束主瓣,成为旁瓣干扰,进而通过自适应波束形成在空域实现干扰抑制^[17-22],但自适应波束形成会带来计算量大,造成一定信噪比损失以及需进行干扰样本筛选^[17]等问题.为此,一种 FDA-MIMO 雷达非自适应波束形成抗欺骗干扰方法被提出,其通过设计雷达阵元间的频偏量,使干扰在空域搬移至目标主瓣波束方向图零点,进而通过数字波束形成实现干扰抑制^[23].但由于这种方法只能使干扰在发射频率域线性搬移,当主瓣内分布多个假目标情况下,难以将所有假目标都搬移至波束零点位置,假目标能量会通过旁瓣泄露到真目标检测区域,造成真目标检测失败.

针对主瓣多假目标欺骗干扰对抗的难题,本文提出一种基于阵元脉冲编码 MIMO (Element-Pulse Coding MIMO, EPC-MIMO) 波形自适应优化设计的干扰

对抗方法.阵元脉冲编码技术属于空时编码技术,空时编码技术最早应用于通信领域^[24],用于解决不同通道互干扰的问题,后引入雷达领域,具体包括快时间空间信道编码^[25,26]以及阵元脉冲编码^[27-29]等.本文主要研究阵元脉冲编码技术,其是对积累周期内 MIMO 雷达不同发射天线辐射的不同脉冲初始相位分别进行编码.文中首先推导及分析了 EPC-MIMO 波形特性,建立了 EPC-MIMO 雷达回波中的目标与干扰模型,证明了 EPC-MIMO 波形抗欺骗干扰的内在潜力;进而提出一种基于 EPC-MIMO 波形自适应优化设计的抗干扰方法.该方法以真假目标空域相关性极小化为目标函数,建立了 EPC-MIMO 波形自适应优化问题,分别考虑了真目标准确方位已知与未知两种情况,引入自适应梯度算法^[30]进行优化求解,实现主瓣内多个假目标同时与真目标收发流型矢量准正交,其物理意义是使假目标能量分布于真目标检测区域外,因此在接收端通过数字波束形成即可实现干扰抑制,避免了文献[17~22]中自适应波束形成处理带来的问题以及解决了文献[23]中主瓣多假目标旁瓣能量泄露的问题;此外,考虑到所提 EPC-MIMO 波形自适应优化设计方法需要对干扰进行认知,同时考虑到战场环境的实时性要求,提出一种基于 EPC-MIMO 波形的干扰快速认知方法,在较短时间内即可实现干扰认知,形成了波形设计-干扰认知闭环系统;最后通过仿真实验验证了本文所提抗干扰方法以及干扰快速认知方法的有效性.

2 EPC-MIMO 雷达目标与干扰模型

2.1 EPC-MIMO 波形定义

记雷达发射阵与接收阵分别是由 M 个与 N 个天线组成的等距线阵,阵元间距皆为 d ,此外,雷达收发共置,远场目标相对于发射阵与接收阵方位差异可忽略.记雷达第 m 个发射天线辐射的第 l 个脉冲信号为

$$s_m^l(t) = \text{rect}\left(\frac{t - (l-1)T_r}{T}\right) u_m(t - (l-1)T_r) e^{j2\pi f_0 t + j\varphi_{m,l-1}} \quad (1)$$

式(1)中,

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (2)$$

此外,式(1)中 $m \in \{1, \dots, M\}$ 与 $l \in \{1, \dots, L\}$ 分别为波形标号与脉冲标号, L 为积累周期内雷达发射脉冲数, T_r 为脉冲重复周期, T 为脉冲宽度, f_0 为雷达工作频率, $\varphi_{m,l-1} = (l-1)\varphi_m$ 为第 m 个发射天线辐射的第 l 个脉冲附加的相位,其中 $\varphi_m \in [0, 2\pi]$, $u_m(t)$ 为第 m 个发射天线辐射信号的基带调制信号.为了描述方便,本文采用正交波形假设条件^[31,32],即满足下式条件:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} u_i(t) u_j^*(t - \tau) dt = \begin{cases} \delta(\tau), & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中 $i \in \{1, \dots, M\}$ 与 $j \in \{1, \dots, M\}$ 皆表示波形标号, $(\cdot)^*$ 为共轭运算符, $\delta(\tau)$ 为冲激函数。

2.2 目标与干扰回波模型

假设存在一远场目标位于发射阵 θ_T 方位, 接收阵 θ_R 方位, 距发射阵与接收阵的径向距离分别为 r_T 和 r_R , 相对发射阵与接收阵的径向速度分别为 v_T 和 v_R , 由于雷达收发共置, 可记 $\theta_T = \theta_R = \theta$, $r_T = r_R = r$, $v_T = v_R = v$. 则第 n 个接收天线接收到的第 m 个发射天线辐射的第 l 个脉冲信号回波 $x_{n,m}^l$ 可表示如下:

$$x_{n,m}^l(t) = \xi_0 e^{j2\pi f(\theta)(n-1) + j2\pi f(\theta)(m-1)} s_m^l(t - \tau) \quad (4)$$

式(4)中 ξ_0 为回波复系数, $f_R(\theta) = d \cos(\theta) / \lambda$ 为接收角频率, $f_T(\theta) = d \cos(\theta) / \lambda$ 为发射角频率, 由于 $f_R(\theta) = f_T(\theta)$, 下文 θ 方位对应的发射角频率与接收角频率统一记为 $f(\theta)$, 此外 $\lambda = c/f_0$ 为信号波长, $\tau = 2(r - vt) / c$ 为回波延时. 记雷达 M 个发射天线在第 l 个 PRI 发射的信号为 $s^l(t) = [s_1^l(t), \dots, s_M^l(t)]^T$, 其中 $(\cdot)^T$ 为转置运算符, 则第 n 个接收天线单元接收到的回波信号 $x_n^l(t)$ 为

$$x_n^l(t) = \sum_{m=1}^M x_{n,m}^l(t) = \xi_0 e^{j2\pi f(\theta)(n-1)} \mathbf{a}^T(\theta) s^l(t - \tau) \quad (5)$$

式(5)中 $\mathbf{a}(\theta)$ 为对应 θ 方位的发射流型矢量, 其可表示如下:

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{j2\pi f(\theta)}, \dots, e^{j2\pi f(\theta)(M-1)}]^T \quad (6)$$

同理可将对应 θ 方位的接收流型矢量 $\mathbf{b}(\theta)$ 表示如下:

$$\mathbf{b}(\theta) = [1, e^{j2\pi f(\theta)}, \dots, e^{j2\pi f(\theta)(N-1)}]^T \quad (7)$$

进一步, 对第 n 个接收天线单元接收到的回波信号 $x_n^l(t)$ 进行多通道匹配处理^[33], 来实现各天线单元发射信号的分离以及阵元脉冲码的解码. 记式(3)中回波延时 $pT_r < \tau < (p+1)T_r$, 且 $p=0, 1, 2, \dots$, 即雷达在第 l 个 PRI 发射的信号回波在第 $(l+p)$ 个 PRI 进入接收机, 因此用于多通道匹配处理的 M 个参考信号为 $[s^{l+p}(t) \exp\{-j2\pi f_0 t\}]^*$, 其中第 m 个通道参考信号为 $[s_m^{l+p}(t) \exp\{-j2\pi f_0 t\}]^*$. 首先对 $x_n^l(t)$ 去载频得到 $x_n^l(t) \exp\{-j2\pi f_0 t\}$, 进而将其输入第 m 个通道匹配处理, 输出结果 $y_{n,m}^l(\tau)$ 如下:

$$\begin{aligned} y_{n,m}^l(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} [s_m^{l+p}(t) e^{-j2\pi f_0 t}]^* [x_n^l(t) e^{-j2\pi f_0 t}] dt \\ &= \sum_{m'=1}^M \int_{-\infty}^{+\infty} [s_m^{l+p}(t)]^* x_{n,m'}^l(t) dt \end{aligned} \quad (8)$$

将式(4)带入式(8), 同时由于不同发射天线辐射

信号正交, 因此式(8)可改写为

$$\begin{aligned} y_{n,m}^l(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} [s_m^{l+p}(t)]^* x_{n,m}^l(t) dt \\ &= \xi_0 e^{j2\pi f(\theta)(n-1) + j2\pi f(\theta)(m-1)} \int_{-\infty}^{+\infty} [s_m^{l+p}(t)]^* s_m^l(t - \tau) dt \end{aligned} \quad (9)$$

进一步将式(1)带入式(9), 可得

$$\begin{aligned} y_{n,m}^l(\tau) &= \xi_0 e^{j2\pi f(\theta)(n-1) + j2\pi f(\theta)(m-1)} e^{j\varphi_{m,l-1} - j\varphi_{m,l+p-1}} e^{-j2\pi f_0 \tau} \\ &\quad \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\text{rect}\left(\frac{t - (l+p-1)T_r}{T}\right) u_m(t - (l+p-1)T_r) \right]^* \\ &\quad \cdot \left[\text{rect}\left(\frac{t - \tau - (l-1)T_r}{T}\right) u_m(t - \tau - (l-1)T_r) \right] dt \\ &= \xi_0 e^{j2\pi f(\theta)(n-1) + j2\pi f(\theta)(m-1)} e^{j\varphi_{m,l-1} - j\varphi_{m,l+p-1}} e^{-j2\pi f_0 \tau} \gamma_m(\tau - pT_r) \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)中 $\gamma_m(\tau)$ 为第 m 个天线辐射信号的自相关函数, 由于不同天线辐射信号自相关函数差异较小, 在此忽略, 统一记为 $\gamma(\tau)$, 则式(10)可进一步改写为

$$y_{n,m}^l(\tau) = \xi_0 e^{j2\pi f(\theta)(n-1) + j2\pi f(\theta)(m-1)} e^{-j2\pi f_0 \tau} e^{-j\varphi} \gamma(\tau - pT_r) \quad (11)$$

通过上述分析, 对 N 个接收天线收到的回波信号分别进行多通道匹配处理, 则 NM 个通道的处理输出结果 $\mathbf{y}^l(\tau)$ 可表示如下:

$$\mathbf{y}^l(\tau) = \xi_0 e^{-j2\pi f_0 \tau} \gamma(\tau - pT_r) \{ \mathbf{b}(\theta) \otimes [\mathbf{a}(\theta) \odot e^{-j\varphi}] \} \quad (12)$$

式(12)中 $\otimes$ 为 Kronecker 积运算符, $\odot$ 为 Hadamard 积运算符, $\varphi = [\varphi_1, \dots, \varphi_M]^T$ 为可优化设计的阵元脉冲相位码组. 由式(12)可见, 回波信号收发流型矢量可表示为

$$\mathbf{c}(\theta, p) = \mathbf{b}(\theta) \otimes [\mathbf{a}(\theta) \odot e^{-j\varphi}] \quad (13)$$

式(13)中收发流型矢量除了与回波方位 θ 有关, 还与阵元脉冲相位码组 φ 以及回波延迟脉冲数 p 有关, 而回波延迟脉冲数 p 取决于回波延时 τ , 根据回波延时 τ 取值的不同, 可分为以下两种情况:

情况①: 当 $0 < \tau < T_r$ 时, 散射点回波无距离模糊, 即回波在当前脉冲周期进入雷达接收机, $p=0$. 这种情况下回波空域收发流型矢量可表示为

$$\mathbf{c}(\theta, 0) = \mathbf{b}(\theta) \otimes \mathbf{a}(\theta) \quad (14)$$

情况②: 当 $\tau > T_r$ 时, 散射点回波距离模糊, 即回波延迟一定 PRI 进入接收机, $p = \lfloor (\tau - \tau_0) / T_r \rfloor$, 其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整运算符, τ_0 为目标测量延时. 这种情况下回波空域收发流型矢量可表示为

$$\mathbf{c}(\theta, p) = \mathbf{b}(\theta) \otimes [\mathbf{a}(\theta) \odot e^{-j\varphi}] \quad (15)$$

由上所述, 根据回波延时是否超过一个 PRI, 可分为两种情况. 对于真实目标, 其一般位于雷达最大无模

糊距离范围内,属于情况①,记来自 θ_s 方位的目标回波收发流型矢量为 $\mathbf{c}_s(\theta_s)$:

$$\mathbf{c}_s(\theta_s) = \mathbf{b}(\theta_s) \otimes \mathbf{a}(\theta_s) \quad (16)$$

而对于延迟 p 个PRI,来自 θ_l 方位的假目标回波,对应的收发流型矢量为 $\mathbf{c}_l(\theta_l, p)$:

$$\mathbf{c}_l(\theta_l, p) = \mathbf{b}(\theta_l) \otimes [\mathbf{a}(\theta_l) \odot \mathbf{e}^{-j p \varphi}] \quad (17)$$

可见,EPC-MIMO雷达回波中真目标发射角频率与接收角频率皆为 $f(\theta_s)$,位于发射-接收二维角频率谱对角线上^[21],而假目标发射与接收流型矢量分别为 $[\mathbf{a}(\theta_l) \odot \exp(-j p \varphi)]$ 与 $\mathbf{b}(\theta_l)$,发射角频率不等于接收角频率,与阵元脉冲相位码组 φ 有关,因此可通过设计 φ 来使假目标能量分布于发射-接收角频率谱对角线外.图1给出了 $\theta_s = \theta_l$ 时,MIMO信号与EPC-MIMO雷达回波中真假目标回波在发射-接收二维角频率谱上能量分布对比图.

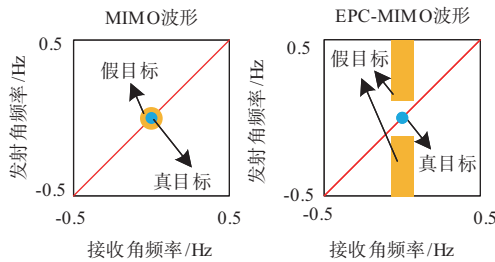


图1 真假目标发射接收二维角频率谱能量分布

3 EPC-MIMO 波形自适应设计与干扰认知

3.1 EPC-MIMO 波形设计方法

实际工作过程中,当目标被认定存在威胁时,雷达会打开跟踪文件,持续跟踪目标^[34],如火控雷达,具有自动跟踪能力,锁定目标后能不断准确给出目标坐标数据,转换成武器的射击单元,进而通过伺服系统实现火力武器的自动瞄准射击.在这种情况下,位于远场的目标所处方位可看作已知,记为 θ_s ,功率为 σ_s^2 .远场目标为摆脱雷达系统的锁定,会释放欺骗干扰来诱骗雷达系统使其脱靶,假设生成 K 个假目标,分别位于 $\theta_{l,1}, \dots, \theta_{l,K}$ 方位,功率分别为 $\sigma_{l,1}^2, \dots, \sigma_{l,K}^2$,延迟脉冲数分别为 $p_1, \dots, p_K$.此外,回波中还存在白噪声,白噪声协方差矩阵记为 $\mathbf{R}_N = \sigma_N^2 \mathbf{I}$,其中 σ_N^2 为噪声功率, $\mathbf{I}$ 为单位矩阵.则雷达回波在目标方位做波束形成输出信干噪比SINR可表示如下:

$$\text{SINR} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_l \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_N \mathbf{w}} \quad (18)$$

式(18)中波束形成处理加权值 $\mathbf{w} = \mathbf{c}_s(\theta_s)$.此外 $(\cdot)^H$ 为共轭转置运算符, $\mathbf{R}_s, \mathbf{R}_l$ 分别为目标协方差矩阵与干扰协方差矩阵,由式(16)与式(17)可知,来自 θ_s 方位的

目标回波收发流型矢量为 $\mathbf{c}_s(\theta_s)$,延迟 p 个PRI,来自 θ_l 方位的假目标回波收发流型矢量为 $\mathbf{c}_l(\theta_l, p)$,则目标协方差矩阵 $\mathbf{R}_s$ 与干扰协方差矩阵 $\mathbf{R}_l$ 可表示为

$$\mathbf{R}_s = \sigma_s^2 \mathbf{c}_s(\theta_s) \mathbf{c}_s^H(\theta_s) \quad (19)$$

以及

$$\mathbf{R}_l = \sum_{k=1}^K \sigma_{l,k}^2 \mathbf{c}_l(\theta_{l,k}, p_k) \mathbf{c}_l^H(\theta_{l,k}, p_k) \quad (20)$$

结合式(19)与式(20),式(18)可改写为

$$\begin{aligned} \text{SINR} &= \frac{\sigma_s^2 \mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{c}_s(\theta_s) \mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{c}_s(\theta_s)}{\mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{R}_l \mathbf{c}_s(\theta_s) + \sigma_N^2 \mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{c}_s(\theta_s)} \\ &= \frac{\sigma_s^2 (NM)^2}{\mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{R}_l \mathbf{c}_s(\theta_s) + \sigma_N^2 NM} \end{aligned} \quad (21)$$

由式(21)可见,为获得最大输出信干噪比,可以通过极小化 $\mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{R}_l \mathbf{c}_s(\theta_s)$ 来实现.其中干扰协方差矩阵 $\mathbf{R}_l$ 由干扰方位、干扰功率、干扰延迟脉冲数以及阵元脉冲相位码组 φ 决定,前三个参量无法人为调整,因此可通过自适应设计 φ 来极小化 $\mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{R}_l \mathbf{c}_s(\theta_s)$.极小化 $\mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{R}_l \mathbf{c}_s(\theta_s)$ 是为了使干扰与目标收发流型矢量准正交,其物理表现为使干扰能量分布于目标空域检测区域外.

由上所述,可将 $\mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{R}_l \mathbf{c}_s(\theta_s)$ 作为代价函数,记为 $E(\varphi, \theta_s)$,

$$\begin{aligned} E(\varphi, \theta_s) &= \mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{R}_l \mathbf{c}_s(\theta_s) \\ &= \sum_{k=1}^K \left[\sigma_{l,k}^2 \mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{c}_l(\theta_{l,k}, p_k) \mathbf{c}_l^H(\theta_{l,k}, p_k) \mathbf{c}_s(\theta_s) \right] \\ &= \sum_{k=1}^K \sigma_{l,k}^2 \left| \mathbf{c}_s^H(\theta_s) \mathbf{c}_l(\theta_{l,k}, p_k) \right|^2 \end{aligned} \quad (22)$$

将式(16)与式(17)代入式(22),式(22)可进一步改写为

$$\begin{aligned} E(\varphi, \theta_s) &= \sum_{k=1}^K \left[\sigma_{l,k}^2 \left| \mathbf{b}^H(\theta_s) \mathbf{b}(\theta_{l,k}) \right|^2 \left| \mathbf{a}^H(\theta_s) [\mathbf{a}(\theta_{l,k}) \odot \mathbf{e}^{-j p_k \varphi}] \right|^2 \right] \\ &= \sum_{k=1}^K \left[\sigma_{l,k}^2 \left| \mathbf{b}^H(\theta_s) \mathbf{b}(\theta_{l,k}) \right|^2 \left| (\mathbf{a}(\theta_s) \odot \mathbf{a}^*(\theta_{l,k}))^H \mathbf{e}^{-j p_k \varphi} \right|^2 \right] \\ &= \sum_{k=1}^K \left(\mathbf{e}^{-j p_k \varphi} \right)^H \mathbf{V}_k \mathbf{e}^{-j p_k \varphi} \end{aligned} \quad (23)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_k &= \sigma_{l,k}^2 \left| \mathbf{b}^H(\theta_s) \mathbf{b}(\theta_{l,k}) \right|^2 \\ &\quad \cdot (\mathbf{a}(\theta_s) \odot \mathbf{a}^*(\theta_{l,k})) (\mathbf{a}(\theta_s) \odot \mathbf{a}^*(\theta_{l,k}))^H \end{aligned} \quad (24)$$

式(24)中 $|\cdot|^2$ 表示模平方。

当雷达锁定目标,目标准确方位已知时,为获得最大输出信干噪比,可通过极小化代价函数 $E(\varphi, \theta_s)$ 来优化阵元脉冲相位码组。但实际作战场景中,由于测角精度,目标运动等因素导致雷达获取的目标方位信息不准确,目标位于角度区间 $\kappa = [\theta_s - \delta, \theta_s + \delta]$ 内任意位置。为此,可建立如下优化问题:

$$\varphi = \arg \min_{\theta \in \kappa} \max_{\theta \in \kappa} E(\varphi, \theta) \quad (25)$$

当式(25)中 $\kappa = \theta_s$ 时,表示目标准确方位已知的情况,可见目标准确方位已知情况下的优化问题为式(25)优化问题的一个特例。

式(25)最小最大优化问题为一多目标优化问题,但在单次优化中使最大值下降是一单目标非凸优化问题,在此采用自适应梯度优化算法^[30]对其进行求解,如算法1所示:

算法1 自适应梯度优化算法

输入:目标待检测角度区间集合 κ ,干扰方位 $\theta_{l,1}, \dots, \theta_{l,K}$ 、功率

$\sigma_{l,1}^2, \dots, \sigma_{l,K}^2$ 及延迟脉冲数 $p_1, \dots, p_K$,初始化阵元脉冲相位码

组 $\varphi^0 = [\varphi_1^0, \dots, \varphi_M^0]^T, i=0, e=0$ 。

输出:最优阵元脉冲相位码组 φ_{opt} 。

步骤1:对当前阵元脉冲相位码组 $\varphi^i = [\varphi_1^i, \dots, \varphi_M^i]^T$,计算代价函数

$E(\varphi^i, \theta)$,其中 $\theta \in \kappa$ 。

步骤2:在 θ 取值范围内,搜索代价函数最大值,记为 $E(\varphi^i, \theta_{\max})$ 。

步骤3:计算 φ^i 的调整量 $\Delta\varphi^i = [\Delta\varphi_1^i, \dots, \Delta\varphi_M^i]^T$ 。

步骤4:更新阵元脉冲相位码组,得到 $\varphi^{i+1} = \varphi^i + \Delta\varphi^i$ 。

步骤5:结合式(24),利用步骤4更新后的阵元脉冲相位码组 φ^{i+1} 计算 $\min_{\theta \in \kappa} \max_{\theta \in \kappa} E(\varphi^{i+1}, \theta)$,其中 $\theta \in \kappa$,输出值记为 E_{i+1} 。

步骤6:当 $E_{i+1} < \min\{E_1, \dots, E_i\}$ 时,记 $e=0$,否则 $e=e+1$ 。

步骤7:当 $e=\varepsilon$ 时,停止算法, $\varphi_{opt} = \varphi^{i+1}$,否则记 $i=i+1$,转入步骤1。

算法1步骤3中阵元脉冲相位码组 φ^i 对应调整量 $\Delta\varphi^i$ 求解过程如下所示:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi^i &= -\eta \left. \frac{\partial E(\varphi, \theta_{\max})}{\partial \varphi} \right|_{\varphi = \varphi^i} \\ &= -\eta \sum_{k=1}^K \left[\left(e^{-j p_k \varphi} \right)^H V_k \frac{\partial e^{-j p_k \varphi}}{\partial \varphi^T} \right]^T + \frac{\partial \left(e^{-j p_k \varphi} \right)^H}{\partial \varphi} V_k e^{-j p_k \varphi} \bigg|_{\varphi = \varphi^i} \\ &= -2\eta \sum_{k=1}^K \left\{ \operatorname{Re} \left(\left(e^{-j p_k \varphi} \right)^H V_k \frac{\partial e^{-j p_k \varphi}}{\partial \varphi^T} \right) \right\} \bigg|_{\varphi = \varphi^i} \end{aligned} \quad (26)$$

式(26)中 η 为步进因子,用于控制每次优化步长,其可自适应调整,调整方法参考文献[30],在此不进行赘述。此外,等式右侧中

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^{-j p_k \varphi}}{\partial \varphi^T} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial e^{-j p_k \varphi_1}}{\partial \varphi_1} & \dots & \frac{\partial e^{-j p_k \varphi_1}}{\partial \varphi_M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial e^{-j p_k \varphi_M}}{\partial \varphi_1} & \dots & \frac{\partial e^{-j p_k \varphi_M}}{\partial \varphi_M} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -j p_k e^{-j p_k \varphi_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & -j p_k e^{-j p_k \varphi_M} \end{bmatrix} \\ &= \operatorname{diag}(-j p_k e^{-j p_k \varphi}) \end{aligned} \quad (27)$$

其中 $\operatorname{diag}(\cdot)$ 为向量对角化运算符,将式(27)带入式(26)可得

$$\Delta\varphi^i = -2\eta \sum_{k=1}^K \left\{ \operatorname{Re} \left(\left(e^{-j p_k \varphi} \right)^H V_k \operatorname{diag}(-j p_k e^{-j p_k \varphi}) \right) \right\} \bigg|_{\varphi = \varphi^i}^T \quad (28)$$

阵元脉冲相位码组 $\varphi^0 = [\varphi_1^0, \dots, \varphi_M^0]^T$ 初始化方法为对码组内 M 个码元在 $0 \sim 2\pi$ 之间随机取值, ε 取值大小可根据实际情况选取,本文仿真实验中取值为1000。

上文所述EPC-MIMO波形自适应优化设计方法需要对干扰进行认知,为了形成波形设计-干扰认知闭环系统,下一小节给出基于EPC-MIMO波形的干扰先验知识快速获取方法。

3.2 干扰参数快速认知方法

文献[6]提出了一种欺骗干扰认知方法,其以脉间随机相位编码信号作为试探信号,进而对积累周期内的回波进行多延迟相关通道处理,来提取干扰参数。该方法需对一个积累周期内的回波接收结束后才能开始干扰参数提取,时间较长,难以满足战场实时性要求。此外,其无法提取干扰方位信息。针对该问题,本部分对文献[6]所提方法进行改进,提出一种基于EPC-MIMO波形的干扰参数快速认知方法,实现方法如下:

(1) 雷达系统首先发射随机EPC-MIMO信号作为试探信号,即 $\varphi = [\varphi_1, \dots, \varphi_M]^T$ 中的 M 个相位值在 $0 \sim 2\pi$ 范围内随机选取。

(2) 选取某一天线接收到的回波进行多延迟相关通道处理,假设对第 n 个天线接收到的回波进行处理,记第 n 个接收天线单元积累周期内接收到的回波为 $d_n(t)$,对其进行多延迟相关通道处理流程如下图所示:

图2中每一个延迟相关处理通道都包括 M 个匹配处理通道,来实现不同发射天线发射信号回波的分离,不同延迟相关处理通道内用于多通道匹配处理的参考信号不同,下图以相关处理通道 l 的组成结构为例,具体给出了积累周期内不同脉冲重复周期用于多通道匹配处理的参考信号。

由图3可知,对于回波 $d_n(t)$ 中延迟 l 个PRI的干扰,

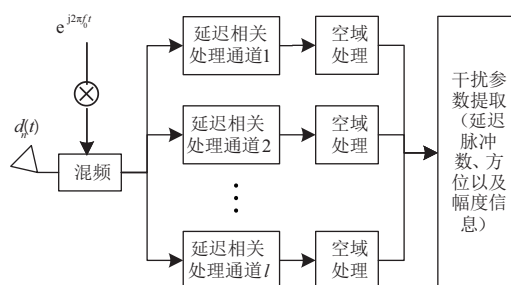


图2 多延迟相关通道处理方式

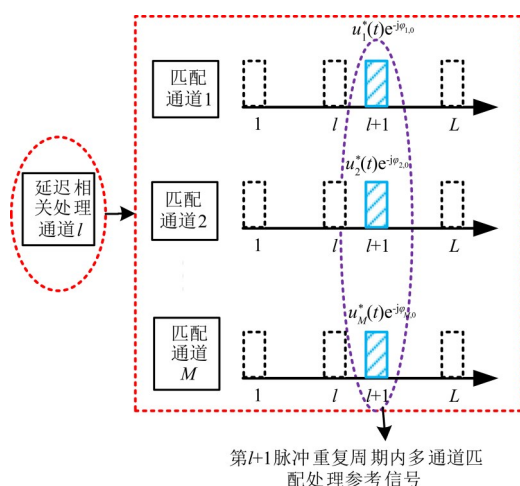


图3 延迟相关处理通道 \$l\$ 组成结构

将其在第 \$l+1\$ 个 PRI 内的回波输入延迟通道 \$l\$，与对应周期内的参考信号进行匹配处理可将附加的随机阵元脉冲相位码抵消，进而通过空域处理可输出峰值，而真目标回波以及延迟脉冲数不为 \$l\$ 的干扰输入延迟通道 \$l\$ 处理无法消除阵元脉冲相位码的影响，因此通过空域处理无法输出峰值。基于这一原理可提取干扰延迟脉冲数以及方位信息。

(3) 步骤2获取了干扰延迟脉冲数以及方位信息，进一步可利用干扰方位信息，对与干扰延迟脉冲数对应延迟处理通道输出的结果进行滤波处理，提取干扰幅度信息。

由上述分析可知，当干扰延迟脉冲数最大为 \$P\$ 时，在对前 \$P+1\$ 个脉冲周期内的回波处理后，继续对后续脉冲周期内的回波进行处理无法获取新的干扰信息。因此可设定当对连续 \$Q\$ 个周期回波数据处理后都无法获取更多干扰信息，则停止处理，即对 \$P+Q+1\$ 个脉冲回波信号处理后即可实现对假目标先验知识的提取，相比于文献[6]所提方法需要对 \$L\$ 个脉冲周期回波信号处理后才能实现干扰认知，更符合战场实时性要求。

需要注意的是，图2中的空域处理包括对延迟通道输出进行空域超分辨处理，来提取干扰方位信息，如 MISC 算法^[35,36]，以及利用获取的干扰延迟脉冲数与方位信息进行空域滤波处理，来提取干扰幅度信息，如

维纳滤波^[37]，MVDR^[38]算法等。MISC 算法以及自适应空域滤波处理计算量主要受限于矩阵求逆过程，当匹配通道输出数 \$M\$ 较小时，求逆计算量可忽略，当匹配通道输出数 \$M\$ 较大时，可根据实际情况选取部分匹配通道输出进行处理，降低计算量。

由上所述，干扰认知方法需要对 \$P+Q+1\$ 个脉冲周期内的回波信号进行处理，每个脉冲周期内的回波需要经过多通道匹配处理来实现不同发射天线发射信号回波的分离，处理通道数为发射天线数 \$M\$，即需要经过 \$M\$ 次匹配处理，记一次匹配处理计算量为 \$s_1\$，进一步需要对 \$M\$ 个通道输出进行空域处理，记一次空域处理计算量为 \$s_2\$，最后需利用空域处理获取的干扰方位信息对回波进行滤波处理，记一次滤波处理计算量为 \$s_3\$，则总计算量可记为 \$(P+Q+1)(Ms_1+s_2+s_3)\$。

结合本节所述干扰参数快速认知方法，可在发射自适应 EPC-MIMO 波形用于目标探测的同时，对其回波进行多延迟相关通道处理，提取新的干扰信息，更新阵元脉冲相位码组，形成发射-接收闭环认知系统。

4 仿真实验

本节通过仿真实验对所提方法进行分析与验证，对比方法为正交 MIMO 波形，FDA-MIMO 波形，随机 EPC-MIMO 波形以及基于傅里叶基的 EPC-MIMO 波形^[28,29]，为便于后文描述，正交 MIMO 波形记为 MIMO 波形，随机 EPC-MIMO 波形记为 REPC-MIMO 波形，基于傅里叶基的 EPC-MIMO 波形记为 FEPC-MIMO 波形，本文所提自适应优化设计得到的波形记为 AEPC-MIMO。

雷达阵元配置与波形仿真参数如表1所示：

表1 雷达阵元配置与信号仿真参数

参数	数值
收发天线单元间距 \$d\$	0.15 m
发射天线单元数 \$M\$	8
接收天线单元数 \$N\$	8
载频 \$f_0\$	1 GHz
脉冲宽度 \$T\$	20 \$\mu\$s
脉冲重复周期 \$T_r\$	100 \$\mu\$s
脉冲积累数 \$L\$	256

4.1 发射接收二维角频率谱分析

如2.2小节所述，本文所提波形可自适应调整干扰在发射频率域的能量分布，本节通过分析波形回波发射接收二维角频率谱来进行验证。仿真场景中包含1个真目标与3个假目标，真目标空域检测区域为 \$87^\circ \sim 93^\circ\$，真假目标仿真参数如表2所示。

图4给出了 MIMO, FDA-MIMO, REPC-MIMO, FEPC-

表 2 真假目标仿真参数

参数	数值	参数	数值
真目标角度	90°	假目标 3 距离	7.5 km
假目标 1 角度	85°	假目标 1 延迟脉冲	1
假目标 2 角度	90°	假目标 2 延迟脉冲	2
假目标 3 角度	95°	假目标 3 延迟脉冲	1
真目标距离	7.5 km	信干比 1	-20 dB
假目标 1 距离	7.5 km	信干比 2	-20 dB
假目标 2 距离	7.5 km	信干比 3	-20 dB

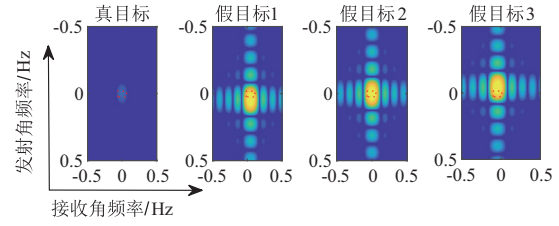
MIMO以及本文所提 AEPC-MIMO 信号回波中真假目标发射接收二维角频率谱对比图,红色虚线框区域为真目标检测区域,其中 FDA-MIMO 信号在回波中仅有一个假目标的情况下,可以通过调整阵元间的频偏,使得假目标搬移至真目标主瓣波束零点位置,但当存在多个假目标时,难以将所有假目标都搬移至真目标主瓣波束零点位置,为此本文仿真实验中 FDA-MIMO 信号频偏量选取方式采用文献[39]所提方法,其可使回波中假目标都搬离真目标检测区域,并最大程度远离真目标所在位置,FEPC-MIMO 信号第 m 个天线发射的第 l 个脉冲附加的编码值为 $2\pi m(l-1)/(1+p_{\max})$, $p_{\max}$ 为回波中假目标最大延迟脉冲数. 由图 4 可见, MIMO 信号回波中三个假目标都位于真目标主瓣区域,且假目标 2 方位与真目标重合; FDA-MIMO 信号回波中三个假目标在发射角频率维搬离真目标主瓣区域,但假目标部分能量依旧通过旁瓣泄漏到真目标检测区域; REPC-MIMO 信号回波中三个假目标在发射角频率维噪声化,能量弥散在整个发射角频率维上; FEPC-MIMO 信号与 FDA-MIMO 信号具有相同的能力,使干扰信号在发射维被搬移,同样存在假目标能量泄漏的问题;而本文提出的 AEPC-MIMO 信号回波三个假目标能量在真目标检测区域形成了保护凹口. 通过上述分析可知, MIMO 信号抗干扰性能最弱, FDA-MIMO 信号与 FEPC-MIMO 信号可使干扰在发射角频率维搬移, REPC-MIMO 信号可使干扰在发射角频率维白化,但由于这三种信号都存在假目标能量泄漏的问题,因此无法通过数字波束形成实现干扰抑制,而本文所提 AEPC-MIMO 信号可使干扰能量分布于真目标检测区域外,因此通过数字波束形成即可有效抑制干扰,验证了本文方法的有效性.

4.2 波形抗干扰稳健性分析

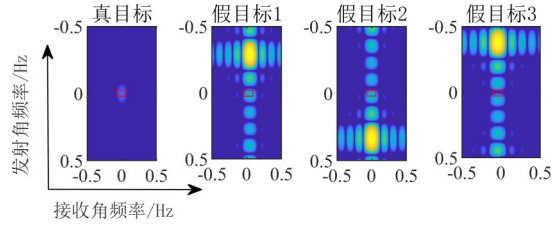
本部分对所提方法抗干扰稳健性进行分析,由式(22)与式(24)可知,本文所提 AEPC-MIMO 波形优化结果受目标检测角度区间 κ , 假目标数, 假目标延迟脉冲数的影响, 因此本部分设置三组子实验对这三个因素的影响进行分析.

4.2.1 目标检测区间 κ 取值大小影响分析

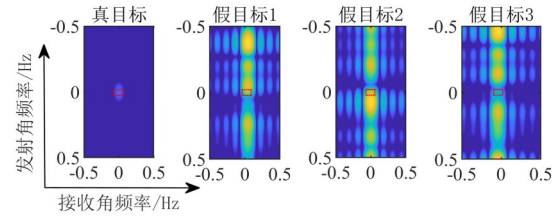
该部分对目标空域检测区域 $[\theta_s - \delta, \theta_s + \delta]$ 的大小对



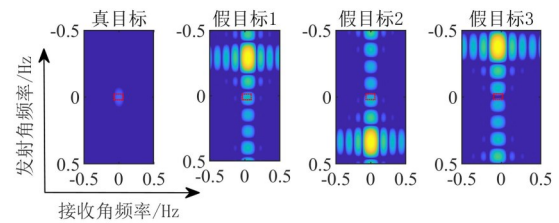
(a) MIMO



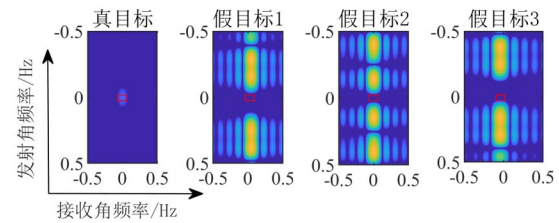
(b) FDA-MIMO



(c) REPC-MIMO



(d) FEPC-MIMO



(e) AEPC-MIMO

图 4 真假目标回波发射接收二维角频率谱

EPC-MIMO 波形抗干扰性能的影响进行仿真分析, 仿真场景如下:

假设存在 3 个假目标, 分别位于 88° , 90° 以及 92° 方位, 假目标延迟脉冲数皆为 1, 径向距离皆为 7.5 km, 输入信干比皆为 -25 dB, 真目标空域检测区域

κ 设置为 $[90^\circ - \delta, 90^\circ + \delta]$, 图 5 给出了随着 δ 值增大五种信号回波处理输出信干噪比的变化曲线. 其中 MIMO 信号, FDA-MIMO 信号, REPC-MIMO 信号和 FEPC-MIMO 信号抗干扰性能与目标空域检测区域大小无关, MIMO 信号输出信干比约为 -25 dB, FDA-MIMO 信号与 FEPC-MIMO 信号输出信干比约为 0 dB, REPC-MIMO 信号输出信干比会波动, 约为 0 dB, 可见这四种波形都无法有效抗干扰. 本文所提 AEPC-MIMO 波形输出信干噪比随着 δ 值增大而下降, 当 δ 取值为 5° 时, 输出信干噪比依旧可达 16.61 dB, 可见, 在目标准确方位未知情况下本文方法依旧具备稳健的抗干扰性能.

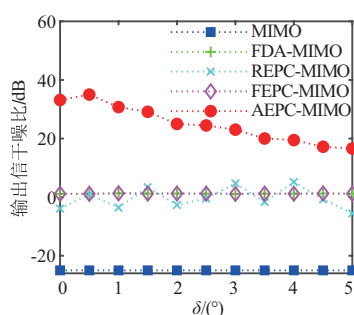


图5 目标检测区间 κ 对优化结果影响

4.2.2 干扰源数取值大小影响分析

该部分对干扰源数对EPC-MIMO波形抗干扰性能的影响进行仿真分析, 仿真场景如下:

假设存在一个真目标, 位于 90° 方位, 与雷达径向距离 7.5 km, 此外还存在 P_1 个假目标, 均匀分布于 $(85^\circ, 95^\circ)$ 空间范围内, 所有假目标延迟脉冲数皆为 1 , 此外径向距离皆为 7.5 km, 输入信干比皆为 -25 dB, 图 6 给出了随着 P_1 取值增大五种信号回波处理输出信干噪比的变化曲线. 其中 MIMO 波形输出信干噪比约为 -25 dB, 未优化的 REPC-MIMO 波形输出信干噪比在 0 dB 附近波动, 两者都无法有效抗干扰, FDA-MIMO 信号与 FEPC-MIMO 信号在单假目标场景下输出信干噪比为 33.58 dB, 可有效抑制干扰, 但在多假目标场景下会失效, 而本文方法虽然输出

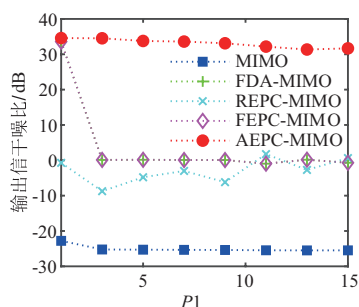


图6 不同干扰源数情况下输出信干噪比

信干噪比随着假目标数目增加而逐渐下降, 但下降速度较为缓慢, 在干扰数目为 15 时, 输出信干噪比依旧可达到 31.67 dB, 可见本文方法在多假目标场景下依旧具有较高稳健性.

4.2.3 延迟脉冲数取值大小影响分析

该部分对干扰延迟脉冲数对EPC-MIMO波形抗干扰性能的影响进行仿真分析, 仿真场景如下:

假设存在一个真目标, 位于 90° 方位, 与雷达径向距离 7.5 km, 此外还存在 P_2 个假目标, 均匀分布于 $(85^\circ, 95^\circ)$ 空间范围内, 径向距离皆为 7.5 km 处, 输入信干比皆为 -25 dB, 延迟脉冲数分别为 $[1, \dots, P_2]$, 图 7 给出了随着 P_2 取值增大五种信号回波处理输出信干噪比的变化曲线. 其中 MIMO 波形输出信干噪比约为 -25 dB, 未优化的 REPC-MIMO 波形输出信干噪比在 0 dB 附近波动, 两者都无法有效抗干扰, FDA-MIMO 信号与 FEPC-MIMO 信号在单假目标场景下输出信干噪比为, 可有效抑制干扰, 但在具有不同延迟脉冲数的多假目标场景下会失效, 而本文方法在 P_2 取值小于等于 4 的情况下输出信干噪比可达 33.53 dB, 相比于前四种波形具有更稳健的抗干扰性能. 当 P_2 取值大于 4 时, 抗干扰性能下降, 这是由于受限于波形优化自由度, 可增加发射天线数改善.

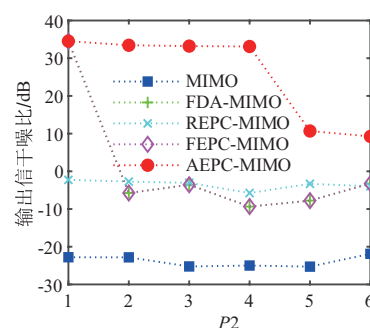


图7 不同干扰延迟脉冲数情况下输出信干噪比

4.3 干扰认知方法仿真分析

本部分对 3.3 小节介绍的基于多延迟通道处理的干扰认知方法有效性进行验证, 仿真场景中包含 1 个真目标与 3 个假目标, 三个假目标信干比分别设置为 -25 dB, -30 dB 以及 -25 dB, 径向距离分别为 6 km, 7.5 km, 9 km, 其他参数同表 1 与表 2, 用于多延迟通道处理的回波数据为第 1 个接收天线在第 4 个脉冲重复周期内接收到的回波信号, 多延迟处理通道数设置为 4 , 每个延迟通道处理输出分别采用 MUSIC 算法处理, 如图 8 所示.

由图 8 可见, 只有延迟通道 1 与延迟通道 2 存在峰值输出, 峰值输出数分别为 2 与 1 , 可见回波中存在 2 个延迟 1 个 PRI 的干扰信号以及一个延迟 2 个 PRI 的干扰信

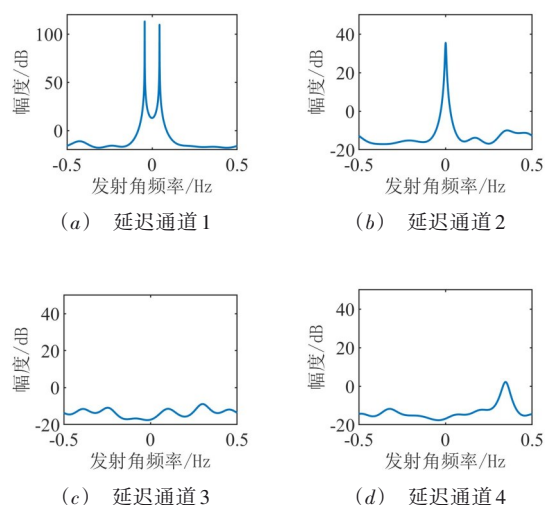


图8 多延迟通道处理结果

号,其中延迟通道1的两个峰值输出分别位于 -0.043 Hz与 0.043 Hz,分别对应 85.0665° 与 94.9335° ,延迟通道2的峰值输出位于 0 Hz,对应 90° ,与设置参数相符. 为提取假目标幅度信息,进一步对延迟通道1处理输出结果分别在 94.9335° 与 85.0665° 方位进行自适应空域滤波处理,对延迟通道2处理输出结果在 90° 方位进行自适应空域滤波处理,如图9所示.

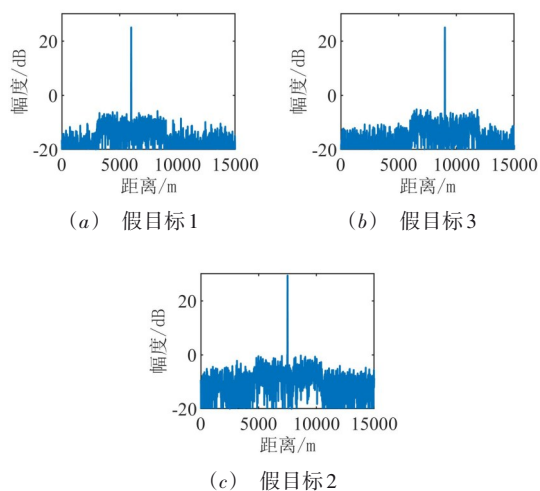


图9 自适应空域滤波处理结果

对不同假目标幅度进行相同的放大或缩小并不会影响式(24)所示优化问题优化出的最优相位码值,因此只需要提取不同假目标相对幅值信息即可. 由图9可见,假目标1输出值为 25.00 dB,假目标3输出值为 24.99 dB,假目标2输出值为 29.33 dB,假目标1与假目标3幅度相近,与假目标2幅度相差约 5 dB,三个假目标相对幅值差与设置值相符,可见3.2小节所提方法可

有效提取假目标参数.

5 结论

针对主瓣多假目标欺骗干扰抑制的难题,本文提出一种基于EPC-MIMO波形自适应优化设计的干扰对抗方法. 在对EPC-MIMO波形回波特性分析基础上,给出了基于认知的EPC-MIMO波形自适应设计方法以及干扰参数快速认知方法,形成波形发射-干扰认知闭环系统. 通过仿真实验,验证了自适应EPC-MIMO波形抗干扰有效性以及稳健性,以及干扰参数快速提取方法的有效性.

参考文献

- [1] RABIDEAU D J, PARKER P. Ubiquitous MIMO multi-function digital array radar[C]//The Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, USA: IEEE, 2003: 1057-1064.
- [2] 何子述, 李军, 刘红明, 何茜. MIMO雷达[M]. 北京: 国防工业出版社, 2017.
- [3] ROOME S J. Digital radio frequency memory[J]. Electronics & Communications Engineering Journal, 1990, 2(4): 147-153.
- [4] OLIVIER K, CILLIERS J E, PLESSIS M D. Design and performance of wideband DRFM for radar test and evaluation[J]. Electronics Letters, 2011, 47(14): 824-825.
- [5] HAO H, ZENG D, GE P. Research on the method of smart noise jamming on pulse radar[C]//2015 Fifth International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control(IMCCC). Qinhuangdao, China: IEEE, 2015: 1339-1342.
- [6] ZHANG J, ZHU D, ZHANG G. New antivelocity deception jamming technique using pulses with adaptive initial phases[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(2): 1290-1300.
- [7] SOUMEKH M. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(1): 191-205.
- [8] 王雪松, 刘建成, 张文明. 间歇采样转发干扰的数学原理[J]. 中国科学E辑:信息科学, 2006, 36(8): 891-901.
- [9] 周畅, 汤子跃, 朱振波. 抗间歇采样转发干扰的波形设计方法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(9): 2198-2205.
ZHOU Chang, TANG Zi-yue, ZHANG Wen-ming. Anti-interrupted sampling repeater jamming waveform design method[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2018, 40(9): 2198-2205. (in Chinese)
- [10] AKHTAR J. An ECCM scheme for orthogonal indepen-

- dent range-focusing of real and false targets[C]//2007 IEEE Radar Conference. Waltham, MA, USA: IEEE, 2007: 846-849.
- [11] AKHTAR J. Orthogonal block coded ECCM schemes against repeat radar jammers[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(3): 1218-1226.
- [12] 黎薇萍, 陶海红, 廖桂生, 倪亮, 陈瑞. 抗干扰多波形优化设计技术[J]. 电波科学学报, 2010, 25(5): 940-946.
- [13] YANG Y, CUI G, WU J, LI L, KONG L, YANG X. Optimized phase-coded waveforms design against range repeat jamming[C]//2015 IEEE Radar Conference(RadarCon). Arlington, VA, USA: IEEE, 2015: 0395-0399.
- [14] 赵宗锋. 基于信号波形设计的 SAR 抗干扰技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2007.
- [15] YANG Y, WU J, CUI G, LI L, KONG L, HUANG Y. Optimized phase-coded waveform design against velocity deception[C]//2015 IEEE Radar Conference(RadarCon). Arlington, VA, USA: IEEE, 2015: 0400-0404.
- [16] XIONG W, WANG X, ZHANG G. Cognitive waveform design for anti-velocity deception jamming with adaptive initial phases[C]//2016 IEEE Radar Conference(RadarConf). Philadelphia, PA, USA: IEEE, 2016: 1-5.
- [17] LAN L, GUISHENG L, JINGWEI X. Suppression approach to main-beam deceptive jamming in FDA-MIMO radar using nonhomogeneous sample detection[J]. IEEE Access, 2018, 6: 34582-34597.
- [18] XU J, KANG J, LIAO G. Mainlobe deceptive jammer suppression with FDA-MIMO radar[C]//2018 IEEE 10th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). Sheffield, UK: IEEE, 2018: 504-508.
- [19] LAN L, LIAO G, XU J. A method to suppress the main-beam deceptive jamming in FDA-MIMO radar with random polyphase codes[C]//2018 IEEE 10th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop(SAM). Sheffield, UK: IEEE, 2018: 509-513.
- [20] 兰岚, 廖桂生, 许京伟. FDA-MIMO 雷达主瓣距离欺骗式干扰抑制方法[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(5): 997-1003.
- LAN L, LIAO G, XU J. Main-beam range deceptive jamming suppression approach with FDA-MIMO radar[J]. Systems Engineering and Electronics, 2018, 40(5): 997-1003. (in Chinese)
- [21] 许京伟, 廖桂生, 张玉洪. 波形分集阵列雷达抗欺骗式干扰技术[J]. 电子学报, 2019, 47(3): 545-551.
- XU J, LIAO G, ZHANG H. On anti-jamming technique with waveform diverse array radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(3): 545-551. (in Chinese)
- [22] WANG Y, ZHU S. Main-beam range deceptive jamming suppression with simulated annealing FDA-MIMO radar[J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(16): 9056-9070.
- [23] 兰岚, 廖桂生, 许京伟. FDA-MIMO 雷达非自适应波束形成抗主瓣欺骗式干扰研究[J]. 信号处理, 2019, 35(6): 944-950.
- LAN L, LIAO G, XU J. Main-beam deceptive jamming suppression with non-adaptive beam-forming in FDA-MIMO radar[J]. Journal of Signal Processing, 2019, 35(6): 944-950. (in Chinese)
- [24] GESBERT D, SHAFI M, SHIU D, SMITH P, NAGUIB A. From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(3): 281-302.
- [25] BABUR G, AUBRY P. Antenna coupling effects for space-time radar waveforms: analysis and calibration[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(5): 2572-2586.
- [26] BABUR G, AUBRY P, CHEVALIER F L. Simple transmit diversity technique for phased array radar[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2016, 10(6): 1046-1056.
- [27] SONG X, ZHOU S, WILLETT P. Reducing the waveform cross correlation of MIMO radar with space-time coding[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(8): 4213-4224.
- [28] XU J, SO H C. Study on coding scheme with EPC-MIMO radar in clutter-free scenario[C]//2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop(SAM). Hangzhou, China: IEEE, 2020: 1-4.
- [29] XU J, ZHANG Y, LIAO G, CHEUNG SO H. Resolving range ambiguity via multiple-input multiple-output radar with element-pulse coding[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 2770-2783.
- [30] ZHAO D, WEI Y. Adaptive gradient search for optimal sidelobe design of hopped-frequency waveform[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2013, 8(4): 282-289.
- [31] HASSANIEN A, VOROBYOV S A. Transmit energy focusing for DOA estimation in MIMO radar with colocated antennas[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(6): 2669-2682.
- [32] KAI L, MANIKAS A. Joint transmitter-receiver optimization in multitarget MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65(23): 6292-6302.
- [33] DENG H, HIMED B. Interference mitigation processing

for spectrum-sharing between radar and wireless communications systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(3): 1911-1919.

- [34] MAHAFZA B R. Introduction to Radar Analysis, Second Edition[M]. Boca Raton, FL, USA: CRC, 2017.

- [35] SCHMIDT R, SCHMIDT R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, 34(3): 276-280.

- [36] 王旭东, 仲倩, 闫贺. 一种二维信号波达方向估计的改进多重信号分类算法[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(9): 2137-2142.

WANG X D, ZHONG Q, YAN H, ZHANG D. An improved MUSIC algorithm for two dimensional direction of arrival estimation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019, 41(9): 2137-2142. (in Chinese)

- [37] MA Y, NISHIHARA A. A modified Wiener filtering method combined with wavelet thresholding multitaper spectrum for speech enhancement[J/OL]. Eurasip Journal on Audio, Speech, and Music Processing, 2014, 2014(1): 32. DOI: 10.1186/s13636-014-0032-7.

- [38] CAPON J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis[J]. Proceedings of the IEEE, 1969, 57(8): 1408-1418.

- [39] XU J, LIAO G, ZHU S. Joint range and angle estimation using MIMO radar with frequency diverse array[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(13): 3396-3410.

作者简介



张 洋 男,1994年生于江苏淮安. 现为哈尔滨工业大学电子与信息工程学院博士研究生. 主要研究方向为新体制雷达波形设计、抗主瓣干扰波形设计.

E-mail: 814823859@qq.com



位寅生 男,1974年生于黑龙江省. 现为哈尔滨工业大学电子与信息工程学院党委书记兼副院长,教授,博士生导师. 主要研究方向为抗干扰波形设计、抗干扰与抗杂波雷达信号体制、毫米波雷达探测技术研究等.

E-mail: weiys@hit.edu.cn



于 雷 男,1981年生于河南安阳. 现为哈尔滨工业大学电子与信息工程学院副教授. 主要研究方向为信号处理理论、认知雷达波形设计、机器学习、神经网络等人工智能技术在目标识别和干扰对抗中的应用.

E-mail: yu.lei@hit.edu.cn