doi:10.11887/j.cn.201704011　　http://journal.nudt.edu.cn

频率分集阵列的有源假目标鉴别方法*

张昭建,谢军伟,李　欣,盛　川,胡祺勇
(空军工程大学 防空反导学院,陕西 西安　710051)

摘　要:针对雷达对抗中转发式欺骗干扰的抑制问题,提出一种基于频率分集阵列的干扰鉴别方法。频率分集阵列中,目标回波在相邻阵元间产生的相位差与距离、角度呈线性关系,而假目标不满足该关系。对目标回波和多类假目标干扰在频率分集阵列接收端的相位差进行理论推导,详细分析匹配滤波、信号混合、移频等因素对相位差的影响,并给出了假目标鉴别的具体流程。理论分析及仿真结果表明,该方法能准确提取混合信号的相位差信息,有效对抗多种类型的转发式欺骗干扰,且鉴别性能对干信比、信噪比均不敏感,具有较强的环境适应性。

关键词:雷达;转发式干扰;频率分集阵列;相位差
中图分类号:TN974　　**文献标志码**:A　　**文章编号**:1001-2486(2017)04-069-08

Deceptive jamming suppression and discrimination based on frequency diversity array

ZHANG Zhaojian, *XIE Junwei*, *LI Xin*, *SHENG Chuan*, *HU Qiyong*
(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: Considering the suppression of transmitting deceptive jamming in radar countermeasure, a discrimination method based on frequency diversity array was proposed. In FDA(frequency diversity array) radar, the phase difference between different element of echo was dependent on both range and angle, which implies that the false targets could be suppressed due to the mismatch in either range or angle. The phase difference formula of echo, jamming and mixed signal were derived, the influence on the phase difference of matched filtering, frequency shift and signal mixing was analyzed in detailed, and the entire identifiable process was introduced . The effectiveness of our proposed scheme in suppressing jamming was demonstrated via theoretical analysis and computer simulations. Results show that the proposed method can discriminate false targets successfully in different scenarios and has a better environmental adaptation.

Key words: radar; repeater jamming; frequency diversity array; phase difference

雷达对抗中,基于数字射频存储器(Digital Radio Frequency Memory,DRFM)的转发式欺骗干扰,能够对雷达探测信号进行瞬时截获和精确复制,使雷达产生多个逼真假目标。结合移频,DRFM 还能使假目标超前或覆盖真实目标,使前沿跟踪等传统抗干扰手段彻底失效,给信号检测和目标跟踪带来巨大挑战。

针对 DRFM 假目标干扰,文献[1-2]提出通过发射一组相关性能优良的信号集,利用转发干扰与目标回波的相对时延实现干扰信号抑制,但无法处理干扰与回波在同一脉冲重复周期内的混合信号。文献[3]研究了目标回波和欺骗式干扰在幅度起伏、高阶统计量、双谱特征上的差异,但相关特征量计算复杂度高,且提取较为困难。文献[4-5]通过随机信号、混沌信号等脉间参数捷变技术,使干扰方无法精确重构原信号,但无法对抗具备瞬时采样及转发能力的干扰设备。文献[6-8]研究了网络化雷达场景下,通过位置、速度、角度数据融合及各站雷达回波幅度的相关性检测等手段,实现假目标剔除。当假目标数量较多时,相关算法计算复杂度高,难以满足探测跟踪的实时性要求。

2006 年,Paul 和 Michael 在国际雷达会议上首次提出了频率分集阵列(Frequency Diversity Array, FDA)的概念[9],引起了人们的广泛关注。FDA 雷达通过在传统相控阵雷达各阵元中引入微小频差,使空间波束指向随距离变化而发生变化,实现了波束的空间扫描,同时,其距离独立性

* **收稿日期**:2016-03-30
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61501500)
作者简介:张昭建(1989—),男,山东邹城人,博士研究生,E-mail:zzj554038@163.com;
谢军伟(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:xjw_xjw_123@163.com

和角度自动扫描的性质使频率分集可用于鉴别和抑制干扰[9-10]。近年来,国内外学者针对 FDA 体制的波束扫描特性开展了大量研究,文献[11-12]对 FDA 空间波束扫描特性进行了理论分析,得到了 FDA 阵列波束指向与引入频差间的对应关系;文献[13-14]讨论了 FDA 体制在多输入多输出(Multiple Input, Multiple Output, MIMO)中的应用,给出了 FDA-MIMO 雷达的波束控制及波束形成算法;国内方面,南京航空航天大学张弓、张福丹等进行了跟踪研究[15]。目前,应用 FDA 进行干扰抑制,国内外还鲜有文献发表,2015 年,西安电子科技大学廖桂生、许京伟[16]提出了可用于欺骗干扰抑制的 FDA-MIMO 模型,但仅对发射信号为单频信号的状态进行了讨论,且未提及相邻阵元相位差的提取方法。

针对以上问题,本文提出了基于 FDA 的假目标干扰抑制方法,通过提取雷达接收信号在不同阵元间的相位差,实现目标回波与假目标的区分与鉴别,理论推导与仿真结果表明,该方法能有效对抗各类 DRFM 假目标的干扰。

1 FDA 信号模型

传统相控阵,各阵元发射相同波形,设目标回波入射角度为 θ,两子阵间距离为 d,辐射源辐射波长为 λ,两子阵间因波程差引起的相位差为:

$$\Delta\psi=\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta \tag{1}$$

该波程差仅与目标入射角度有关。与传统相控阵不同,FDA 雷达在各子阵中引入微小频差 Δf,此时,第 n 个阵元的发射频率 $f_n=f_0+(n-1)\Delta f$,$n=1,2,\cdots,N$,各阵元间因波程差引起的相位差可表示为:

$$\begin{aligned}\Delta\psi&=\omega_0 t_0-\omega_1 t_1=2\pi(-f_1 t_1+f_0 t_0)\\&=2\pi\left[\frac{f_0\cdot d\cdot\sin\theta}{c}-\frac{\Delta f\cdot r}{c}+\frac{\Delta f\cdot d\cdot\sin\theta}{c}\right]\end{aligned} \tag{2}$$

当 $f_0\gg N\cdot\Delta f$ 时,

$$\Delta\psi\approx 2\pi\left[\frac{f_0\cdot d\cdot\sin\theta}{c}-\frac{\Delta f\cdot r}{c}\right] \tag{3}$$

当 $\Delta f=0$ 时,FDA 阵列变为传统相控阵。

目前,DRFM 干扰机产生的距离假目标是通过复制雷达发射信号,并附加一定时延和频移实现的,但并未进行相位调制,设真实目标距离为 r,角度为 θ,产生的多普勒频移为 f_d,目标利用 DRFM 干扰在距离 r_j 上产生了一个假目标,并附带 f_s 的移频,则假目标在相邻阵元间产生的相位差为:

$$\begin{aligned}\Delta\psi&=2\pi\left[\frac{f_0\cdot d\cdot\sin\theta}{c}-\frac{\Delta f\cdot r}{c}+\frac{(\Delta f+f_d+f_s)\cdot d\cdot\sin\theta}{c}\right]\\&\neq 2\pi\left[\frac{f_0\cdot d\cdot\sin\theta}{c}-\frac{\Delta f\cdot r_j}{c}\right]\end{aligned} \tag{4}$$

从式(3)、式(4)看出,FDA 中真实目标在相邻阵元间产生的相位差与距离、角度呈线性关系,是“匹配”的,而假目标在相邻阵元间产生的相位差与距离、角度是“失配”的,可利用其进行假目标鉴别与抑制。

利用 FDA 进行假目标鉴别的前提是相邻阵元间的相位差能够被检测和提取。若相邻阵元发射信号的波形相同,则发射信号可在空中叠加,并且某阵元的回波信号可被其他阵元同时接收,设两相邻阵元发射频率分别为 f_0、f_1,回波信号在两阵元间产生的相位差,在频率 f_0 上为 $\Delta\psi_1$,f_1 上为 $\Delta\psi_2$,则相邻两阵元回波信号可分别表示为:

$$\begin{cases}s_1=A_1\cdot\cos(2\pi f_0 t)+A_2\cdot\cos(2\pi f_1 t)\\ s_2=A_1\cdot\cos(2\pi f_0 t-\Delta\psi_1)+A_2\cdot\cos(2\pi f_1 t-\Delta\psi_2)\end{cases} \tag{5}$$

利用鉴相器进行鉴相,将两信号进行相乘,在输出中去除交流项,鉴相输出为:

$$\varphi_{\text{out}}=\frac{A_1\cos(\Delta\psi_1)+A_2\cos(\Delta\psi_2)}{2} \tag{6}$$

因此,要实现相位差的鉴别,不同阵元需发射正交波形以实现各自收发的目的。发射正交波形会造成发射信号在空中无法叠加以及能量损失,但可引入 MIMO 体制以弥补因发射正交波形造成的能量损失[16]。

2 FDA 雷达假目标鉴别模型

线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号是一种大时宽带宽积信号,具有低截获、较好的多普勒容忍度,通过脉冲压缩,还可以解决距离分辨力和速度分辨力之间存在的固有矛盾,在现代雷达系统中得到了广泛应用。以 LFM 信号为例,对 FDA 在脉冲压缩体制下的假目标抑制进行研究。

2.1 回波信号的各阵元间相位差

设传统相控阵脉压雷达含 N 个阵元,第 1 个阵元和第 n 个阵元的接收信号分别为:

$$\begin{cases}s_1(t)=\sqrt{\dfrac{E}{N}}\cdot\phi_1(t)\cdot\exp\left\{\mathrm{j}\left[2\pi\left(f_1 t+\dfrac{1}{2}\mu t^2\right)\right]\right\}\cdot\\ \qquad rect\left(\dfrac{\tau}{T}\right)\\ s_n(t)=\sqrt{\dfrac{E}{N}}\cdot\phi_n(t)\cdot\exp\left\{\mathrm{j}\left[2\pi\left(f_n t+\dfrac{1}{2}\mu t^2+\Delta\varphi_n\right)\right]\right\}\cdot\\ \qquad rect\left(\dfrac{\tau}{T}\right)\end{cases} \tag{7}$$

其中,τ 为发射信号脉宽,μ 为调频斜率,$\phi_n(t)$ 为相位调制项,以保证各阵元间发射的信号相互正交,即:

$$\int \phi_n(t) \cdot \phi_l(t)\mathrm{d}t = 0 \ (n \neq l; n,l \in [1,N]) \tag{8}$$

目前,针对线性调频信号的正交波形设计主要有频分正交(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)和码分正交两种形式,OFDM 技术在无线通信系统中得到了广泛应用,但对 FDA,各阵元间的发射信号频差要求十分微小[17],一般取千赫兹量级[9-10],远小于信号带宽,无法实现频域正交,因此,应考虑相位调制。目前,"线性调频 + 相位编码"正交调制技术在卫星通信、合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)等系统中研究较多[18-19],由于相位编码的相关信息经匹配滤波后会一定程度丧失,对输出信号的相位信息影响不大,本文对相关信号的设计原则及方法不做详细研究,具体实现方法可参考文献[18-19]。

$\Delta\varphi_n$ 为各发射信号起始点因波程差引起的固有相位差,由式(2)得:

$$\Delta\varphi_n = 2\pi(n-1)\left[\frac{f_0 \cdot d \cdot \sin\theta}{c} - \frac{\Delta f \cdot r}{c}\right] \tag{9}$$

若忽略 $\phi_n(t)$ 带来的影响,则回波信号匹配滤波前在相邻阵元间的相位差为:

$$\Delta\psi_n = \varphi(s_n) - \varphi(s_1) = 2\pi(n-1) \cdot \Delta f \cdot t \cdot rect\left(\frac{t}{\tau}\right) + 4\pi(n-1)\left[\frac{f_0 \cdot d \cdot \sin\theta}{c} - \frac{\Delta f \cdot r}{c}\right] \tag{10}$$

匹配滤波时,设第 n 个阵元发射信号的频谱函数 $S_{nt}(f)$ 和回波信号的频谱函数 $S_{nr}(f)$ 分别为:

$$\begin{cases} S_{nt}(f) = A_n(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_0(f)} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_n(f)} \\ S_{nr}(f) = S_{nt}(f) \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\psi_n(f)} \end{cases} \tag{11}$$

其中,$\varphi_0(f)$ 为发射信号的初始相位函数,$\phi_n(f)$ 为正交调相相位函数,$\Delta\psi_n(f)$ 为传播过程引入的相位差函数,则对应匹配滤波器的频谱函数为:

$$H_n(f) = S_{nt}^*(f) = A_n(f)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi_0(f)} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\varphi_n(f)} \tag{12}$$

回波信号匹配滤波后的频谱函数为:

$$S_n(f) = S_{nr}(f) \cdot H_n(f) = A_n^2(f) \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\psi_n(f)} \tag{13}$$

输出信号相位仅包含了相位差信息,即匹配滤波过程没有破坏原有相位关系,匹配滤波后,各阵元输出信号 $x_n(t)$[20] 为:

$$x_n(t) = A\sqrt{D}\frac{\sin[\pi B(t-t_0)]}{\pi B(t-t_0)}\cos[2\pi f_n(t-t_0) + \Delta\varphi_n] \tag{14}$$

其中,$B = \mu\tau$ 为 LFM 信号带宽,$D = B\tau = \mu\tau^2$ 为 LFM 信号的时宽带宽积,t_0 为匹配滤波器固有时延,则匹配滤波后,各阵元输出信号的相位差为:

$$\Delta\psi_n = 2\pi(n-1)\Delta f(t-t_0) + 2(n-1)\Delta\varphi_n \tag{15}$$

其中,$t \in [t_0 - \tau, t_0 + \tau]$ 在尖峰输出时刻($t = t_0$),各阵元输出相位差为 $2(n-1)\Delta\varphi_n$。

2.2　转发式干扰信号的各阵元间相位差

对转发式欺骗干扰,假设 DRFM 干扰机能成功检测并精确复制各阵元的发射信号,以间歇采样信号为例(重复采样信号可看作数个间歇采样信号过程的叠加),DRFM 干扰机对第 n 个阵元发射信号的采样信号 $s_n(t)$ 和复制转发信号 $s_{tn}(t)$ 可表示为:

$$\begin{cases} s_{sn}(t) = p(t) \cdot s_n(t) = rect(\dfrac{t}{\tau'}) \cdot \displaystyle\sum_{-\infty}^{+\infty}\delta(t - nT_s) \cdot s_n(t) \\ s_{tn}(t) = s_{sn}(t - \tau') \end{cases} \tag{16}$$

其中,τ' 为采样脉宽,T_s 为重复周期。对干扰信号,匹配滤波前各阵元的相位差为:

$$\Delta\psi_n = \{2\pi(n-1) \cdot \Delta f \cdot (t - \tau') + 2\Delta\varphi_n\} \cdot rect\left(\frac{t}{\tau'}\right) \cdot \sum_{-\infty}^{+\infty}\delta(t - nT_s) \tag{17}$$

该信号经匹配滤波后的时域函数[21] 为:

$$y_n(t) = \left\{\frac{\tau}{T_s} + \frac{2\tau}{T_s}\left[\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(n\pi f_s\tau)}{n\pi f_s\tau}\right]\cos 2n\pi f_s\tau\right\} \cdot x_n(t - \tau') = y_n x_n(t - \tau') \tag{18}$$

结合式(14)、式(15),得到匹配滤波后,干扰信号在各阵元输出的相位差为:

$$\Delta\psi_n = \{2\pi(n-1) \cdot \Delta f \cdot (t - t_0 - \tau') + 4\pi(n-1)\Delta\varphi_n\} \cdot rect\left(\left|\frac{t - t_0}{\tau'}\right|\right) \cdot \sum_{-\infty}^{+\infty}\delta(t - nT_s) \tag{19}$$

在干扰信号输出的峰值点($t = t_0 + \tau'$),

$$\Delta\psi_n = 4\pi(n-1)\left[\frac{f_0 \cdot d \cdot \sin\theta}{c} - \frac{\Delta f \cdot r}{c}\right] \neq 4\pi(n-1)\left[\frac{f_0 \cdot d \cdot \sin\theta}{c} - \frac{\Delta f \cdot r_j}{c}\right] \tag{20}$$

因此,干扰信号在相邻阵元间产生的相位差与按式(3)计算的理论相位差并不匹配。

2.3　移频干扰信号各阵元的相位差

转发干扰常结合移频,移频干扰可表示为:

$$s_f(t) = \frac{1}{\sqrt{T}}\exp\left\{\mathrm{j}2\pi\left[(f_0 + \zeta)t + \frac{1}{2}\mu t^2\right]\right\} \ (0 \leqslant t \leqslant T) \tag{21}$$

其中,T 为采样周期号脉宽,ζ 为附加的移频,该信号经匹配滤波后的输出信号[18] 为:

$$y_\zeta(t)=\frac{\sin\left[\pi B\left(t-T+\frac{\zeta}{\mu}\right)\left(1-\frac{|t-T|}{T}\right)\right]}{\pi B\left(t-T+\frac{\zeta}{\mu}\right)\left(1-\frac{|t-T|}{T}\right)}\left(1-\frac{|t-T|}{T}\right)\cdot \exp\left\{\mathrm{j}2\pi\left(f_0+\frac{B+\zeta}{2}\right)(t-T)+\frac{\zeta}{2}T\right\} \tag{22}$$

即移频干扰信号匹配滤波后为一单频震荡信号，尖峰输出时刻为 $t=T-\frac{\zeta}{\mu}$，则移频干信号在各阵元输出的相位差依然可用式(15)表示，在尖峰输出时刻，其相位差为：

$$\Delta\psi_n=-2\pi(n-1)\cdot\Delta f\cdot\frac{\zeta}{\mu}+2\cdot\Delta\varphi_n \tag{23}$$

从式(23)可看出，移频未改变相位差，但改变了干扰信号的峰值输出时刻，使峰值输出时刻对应的相位差发生变化。

根据以上分析，得出回波信号与干扰信号相位差如表 1 所示。

表 1 各类信号阵元间相位差($n=2$)

Tab. 1 Phase difference across array elements of each signal ($n=2$)

	回波信号	间歇采样信号	移频信号
峰值距离	r	$r+\frac{c\cdot\tau'}{2}$	$r-\frac{c\zeta}{2\mu}$
理论相差	$4\pi\left[\frac{d\cdot\sin\theta}{\lambda}-\frac{\Delta f\cdot r}{c}\right]$	$4\pi\left[\frac{d\cdot\sin\theta}{\lambda}-\frac{\Delta f\cdot(2r-c\tau')}{2c}\right]$	$4\pi\left[\frac{d\cdot\sin\theta}{\lambda}-\frac{\Delta f\cdot r}{c}+\frac{\Delta f\cdot\zeta}{2\mu}\right]$
实际相差	$4\pi\left[\frac{d\cdot\sin\theta}{\lambda}-\frac{\Delta f\cdot r}{c}\right]$	$4\pi\left[\frac{d\cdot\sin\theta}{\lambda}-\frac{\Delta f\cdot r}{c}\right]$	$4\pi\left[\frac{d\cdot\sin\theta}{\lambda}-\frac{\Delta f\cdot r}{c}-\frac{\Delta f\cdot\zeta}{2\mu}\right]$
差值	0	$-2\pi\Delta f\tau'$	$4\pi\frac{\Delta f\cdot\zeta}{\mu}$

2.4 混合信号各阵元的相位差

重复采样信号可看成多个间歇采样过程的混合，在干扰情况下，雷达接收端接收的是干扰与回波的混合信号，因此，需讨论混合信号各阵元间相位差与各分量信号的关系。假设某输出信号包含两路输出复信号 s_1 和 s_2，相位分别为 φ_1 和 φ_2，实部分别表示为 a_1 和 a_2，则 s_1 和 s_2 可分别表示为：

$$\begin{cases}s_1=a_1+a_1\tan\varphi_1\cdot\mathrm{j}\\ s_2=a_2+a_2\tan\varphi_2\cdot\mathrm{j}\end{cases} \tag{24}$$

则混合信号 $s=s_1+s_2$ 的相位 φ 可表示为：$\varphi=\arctan\left(\frac{a_1\tan\varphi_1+a_2\tan\varphi_2}{a_1+a_2}\right)$，当 φ_1 和 φ_2 比较接近时，φ 可近似表示为：

$$\varphi\approx\frac{a_1}{a_1+a_2}\varphi_1+\frac{a_2}{a_1+a_2}\varphi_2 \tag{25}$$

即两信号线性混合后的相位为原两信号在相位域的“能量质心”。混合信号中，真实目标所在距离上的信号为回波峰值与假目标副瓣信号叠加的混合信号，相位差以真实目标相位差为主；而在假目标对应距离上的信号为回波副瓣与干扰信号峰值叠加的混合信号，能量差距较大，相位差将主要以假目标的相位差为主。

2.5 判别门限的设定

假目标鉴别过程会引入测距、测向误差，同时，接收机内部噪声，各阵元通道不一致性，也会给通道间相位差的测量带来影响，这些误差会使真实目标的实际相差偏离理论相差，须给出对应的干扰判别门限。设相位差测量误差为 $\delta\psi_n$，测距、测向误差分别为 δr、$\delta\theta$，因通道不一致性、内部噪声引起的相位测量误差为 $\delta\varphi$，依据表 1，得真实目标相差与理论相差的差值为：

$$\delta\psi_n=4\pi\left\{\frac{d}{\lambda}[\sin(\theta+\delta\theta)-\sin\theta]-\frac{\Delta f}{c}\cdot\delta r\right\}+\delta\varphi \tag{26}$$

因 δr、$\delta\theta$、$\delta\varphi$ 均为随机误差，且相互独立，$\delta\psi_n$ 可近似为均值为零的高斯分布，其方差为：

$$\begin{aligned}D&=\left[\delta\theta\cdot\frac{d(\delta\psi_n)}{d(\delta\theta)}\right]^2+\left[\delta r\cdot\frac{d(\delta\psi_n)}{d(\delta r)}\right]^2+[\delta\varphi]^2\\&=\left[\frac{4\pi d}{\lambda}\cdot\cos(\theta+\delta\theta)\cdot\delta\theta\right]^2+\left[\frac{4\pi\Delta f}{c}\cdot\delta r\right]^2+[\delta\varphi]^2\end{aligned} \tag{27}$$

则判决门限 ε 可设定为：

$$\varepsilon=\alpha\sqrt{D} \tag{28}$$

其中，α 为可调整系数，根据数理统计理论，通常取 3 倍标准差作为极限误差[23]，本文取 $\alpha=3$。

综上分析，得出 FDA 假目标鉴别具体流程：

1)单脉冲测角得出目标精确方位 θ_n；

2)根据匹配滤波输出，读出各输出峰值对应的距离 r_n；

3)利用式(3)，求解各峰值输出点在各阵元间的理论相位差 $\Delta\varphi_n$；

4)根据 IQ 双通道输出,读取各峰值输出点的实际相位,求解各阵元的实际相差 $\Delta\psi_n$;

5)设置门限 ε,若 $|\Delta\varphi_n - \Delta\psi_n| \leqslant \varepsilon$,则判定为真目标,相反,则判定为假目标。

3　仿真分析

仿真数据:设 FDA - 脉冲压缩雷达含 2 个阵元,雷达工作中频频率为 20 M,带宽 5 M,各阵元频率间隔为 1000 Hz,脉宽 100 μs,目标与雷达距离 30 km,方位角为 π/6。根据目前硬件发展的参考指标[22-24],各误差数据可取为:测角误差 0.5 密位,测距误差 5 m(跟踪状态下),通道相位不一致性为 0.002 rad,机内噪声导致的测相误差为 0.001 rad,根据式(27)、式(28),计算得到真假目标的鉴别门限 ε 为 0.012 rad。为检验表 1 中理论推导结果的正确性,仿真时暂不考虑各误差对相位差测量造成的影响,各类误差对鉴别效果的影响通过仿真结果的分析进一步得出。

未释放干扰时,两阵元间相位差分析结果如图 1 所示。

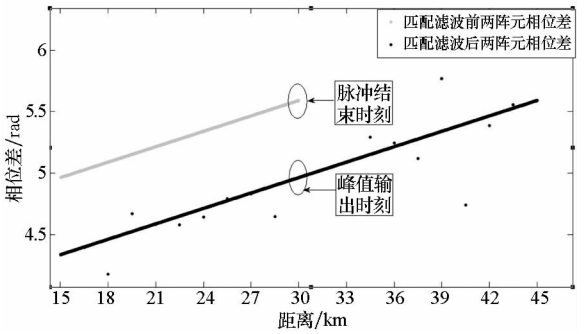


图 1　回波信号在两阵元间的相位差

Fig. 1　Phase difference between two array elements of echo

3.1　间歇采样干扰信号仿真

目标利用 DRFM 干扰机释放间歇采样式干扰,干扰幅度为回波幅度的 3 倍,信号每采样 10 μs转发 1 次,共转发 5 次,实验分两组,一组不添加移频,一组添加 1 M 的正向移频,释放干扰时,两组干扰信号与回波信号的匹配滤波输出如图 2 所示。

从图 2 可看出,干扰信号在回波信号所在距离单元外产生了假目标,当附加移频时,假目标产生位置发生前移。接收端接收干扰与回波的混合信号时,两阵元相位差如图 3 ~4 所示。

图 3 ~4 所示结果与式(24)一致。在回波信号峰值点,混合信号相位与回波信号相位基本一致,而在干扰信号峰值点,混合信号相位与干扰信号基本一致。不同干信比(Jamming Signal Radio, JSR)下,干扰 1(无移频)、干扰 2(1 M 移频)、回波、混合 1(回波与干扰 1)、混合 2(回波与干扰 2)相差如表 2 所示。

从表 2 看出,混合信号中,真实目标实测相差与理论相差基本一致,而假目标则存在 0.1 ~ 0.2 rad的偏差,为检测门限的 5 ~ 10 倍。

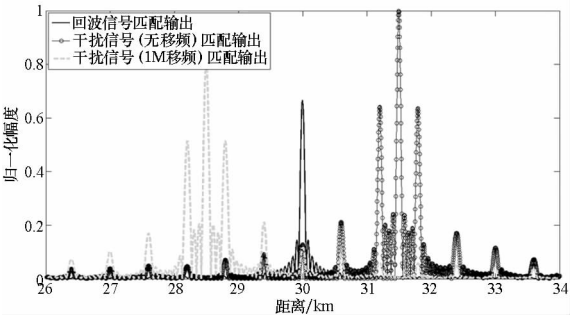


图 2　间歇采样干扰信号与回波信号的匹配滤波输出

Fig. 2　Matched output of interrupted sampling jamming and echo

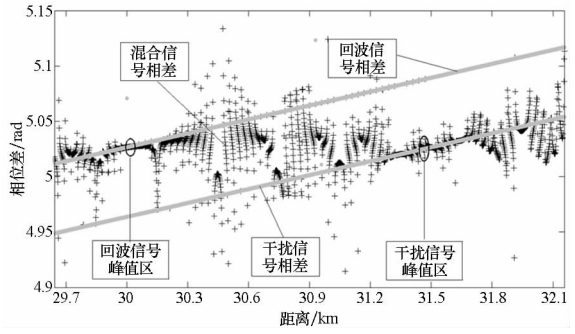


图 3　各信号匹配滤波输出的阵元间相位差

Fig. 3　Matched output's phase difference between different antennas for each signal

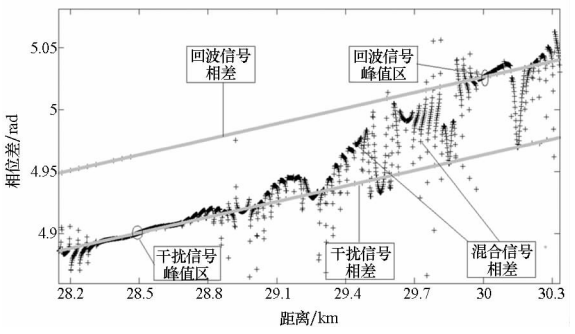


图 4　移频条件下各信号匹配滤波输出的阵元间相位差

Fig. 4　Matched output's phase difference between different antennas for each signal in frequency-shift condition

表 2 不同干信比下回波信号、干扰信号及混合信号在两阵元间的相位差

Tab. 2 Phase difference between two elements of echo, jamming and mixed signal under different JSR

信号类型	峰值指示距离/km	目标类型	各距离相位差理论值/rad	不同干信比下相位差测量值/rad			
				JSR = 6 dB	JSR = 9 dB	JSR = 12 dB	JSR = 20 dB
回 波	30	真	5.026	5.026	5.026	5.026	5.026
干扰 1	31.5	假	4.96	5.026	5.026	5.026	5.026
干扰 2	28.5	假	5.089	4.901	4.909	4.909	4.909
混合 1	30	真	5.026	5.026	5.026	5.026	5.026
混合 1	31.5	假	4.96	5.026	5.026	5.026	5.026
混合 2	30	真	5.026	5.026	5.026	5.026	5.026
混合 2	28.5	假	5.089	4.909	4.901	4.901	4.901

3.2 重复采样干扰信号仿真

目标释放重复采样干扰,干扰幅度为回波幅度的 3 倍,干扰信号采样长度 5 μs,重复发送 3 次,采样 5 次。实验分两组,一组无移频,一组添加 1 M 移频。(重复采样信号可看成 3 个间歇采样信号的合成信号,各采样信号采样周期 20 μs,采 5 μs,发 5 μs,分量信号 1 为采样后直接转发,分量信号 2 采样之后延时 5 μs 转发,分量信号 3 延时 10 μs 转发)。两组干扰信号与回波信号的匹配滤波输出如图 5 所示。

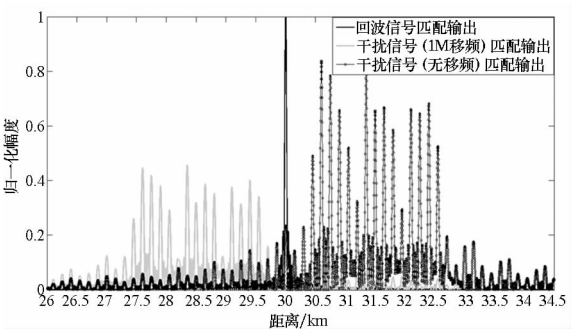


图 5 重复采样信号与回波信号的匹配滤波输出

Fig. 5 Matched output of repeated-sampling jamming and echo

由图 5 可看出,重复采样信号在真实目标周围产生了一定数量的假目标群,雷达接收机接收重复采样信号与回波信号的混合信号。回波信号、干扰信号、混合信号的相位差关系如图 6 ~ 7 所示。

由图 6 ~ 7 看出,在真实目标对应距离上,混合信号相位差与回波信号基本一致,而在各假目标对应距离上,混合信号相位差与重复采样信号各分量信号基本一致。不同干信比下,回波信号、混合信号 1(回波与无移频干扰)、混合信号 2(回波与含 1 M 移频干扰)的相位差如图 8 和表 3 所示(图 8 中,实线代表无移频干扰信号,虚线代表含移频干扰信号)。

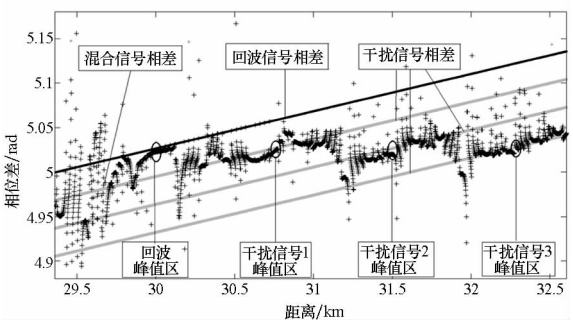


图 6 各信号匹配滤波输出的阵元间相位差

Fig. 6 Matched output's phase difference between different antennas for each signal

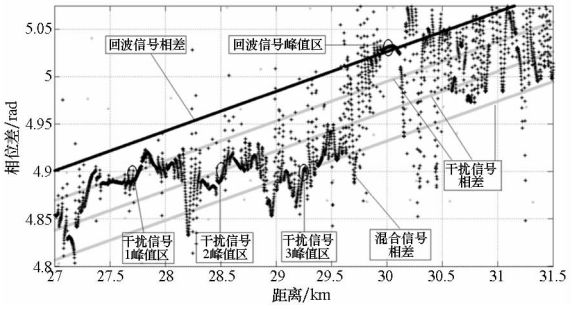


图 7 移频条件下各信号匹配滤波输出的阵元间相位差

Fig. 7 Matched output's phase difference between different antennas in frequency-shift condition

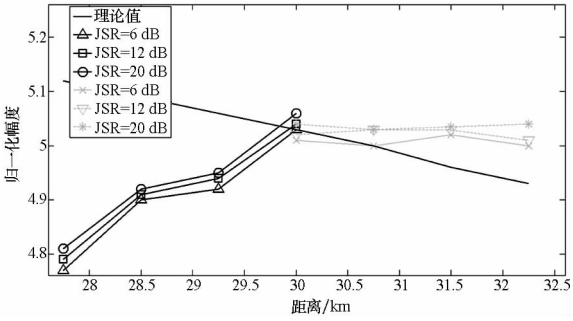


图 8 混合信号各峰值相位差与理论相位差对比图

Fig. 8 Peak's phase difference between mixed signal from theoretic one under different JSR

由表 3 和图 8 可看出,在真实目标位置处,混合信号相位差与理论相位差基本一致(偏差随干信比增大而增大),在假目标位置处,混合信号相位差与理论相位差存在一定差异,对无移频干扰信号,差距在 0.1 rad 左右,是检测门限的 2 ~ 10 倍;对含移频干扰信号,差距在 0.15 ~ 0.4 rad 之间,是检测门限的 10 ~ 30 倍,且相位误差对干信比不敏感。

表 3　不同干信比下回波信号及混合信号在两阵元间的相位差

Tab. 3　Phase difference between two elements of echo and mixed signal under different JSR

信号类型	峰值指示距离/km	目标类型	各距离相位差理论值/rad	不同干信比下相差测量值/rad			
				JSR = 6 dB	JSR = 9 dB	JSR = 12 dB	JSR = 20 dB
回 波	30	真	5.026	5.026	5.026	5.026	5.026
混合 1	30	真	5.026	5.022	5.021	5.021	5.021
混合 1	30.75	假	5.00	5.02	5.02	5.03	5.03
混合 1	31.5	假	4.96	5.02	5.02	5.02	5.02
混合 1	32.25	假	4.93	5.03	5.04	5.01	5.00
混合 2	30	真	5.026	5.028	5.033	5.034	5.039
混合 2	27.75	假	5.12	4.82	4.79	4.79	4.79
混合 2	28.5	假	5.09	4.90	4.90	4.90	4.90
混合 2	29.25	假	5.06	4.93	4.92	4.92	4.92

4　结论

本文基于 FDA 体制,提出了一种假目标干扰鉴别方法,理论推导及仿真结果表明:

1)FDA 雷达中,回波信号在相邻阵元间的相位差与目标真实距离及角度呈线性关系。

2)间歇采样、重复采样、移频等多种干扰信号产生的假目标,在 FDA 雷达相邻阵元间产生的相位差与理论相位差存在明显差异。

3)干扰与回波信号的混合,不影响接收端相位差信息的提取。

4)干扰与回波的混合信号中,各峰值距离上相位差信息的提取精度对干信比不敏感。

综上,FDA 雷达能够通过提取相邻阵元间的相位差信息,实现对多种假目标干扰信号的鉴别及剔除,且鉴别过程对干信比等不敏感,环境适应能力较强。

参考文献(References)

[1] Akhtar J. An ECCM scheme for orthogonal independent range-focusing of real and false targets [C]//Proceedings of the IEEE National Radar Conference, 2007.

[2] Schuerger J, Garmatyuk D. Performance of random OFDM radar signals in deception jamming scenarios [C]// Proceedings of the IEEE Radar Conference, Pasadena, 2009.

[3] 田晓. 雷达有源欺骗干扰综合感知方法研究[D]. 成都:电子科技大学, 2013.
TIAN Xiao. Study on the methods of radar active deception jamming integrated sensing [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2013. (in Chinese)

[4] 冯祥芝, 许小剑. 随机线性调频斜率 SAR 抗欺骗干扰方法研究[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(1): 69 - 73.
FENG Xiangzhi, XU Xiaojian. Study of countermeasures to deceptive jamming using random linear modulation frequency ratio SAR [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(1): 69 - 73. (in Chinese)

[5] 胡英辉, 郑远, 邓云凯. 超混沌调相信号抗干扰技术研究[J]. 电子信息学报, 2008, 30(7): 1756 - 1759.
HU Yinghui, ZHENG Yuan, DENG Yunkai. A study on ECCM using hyper chaotic phase modulated signal [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(7): 1756 - 1759. (in Chinese)

[6] 赵珊珊, 张林让, 周宇, 等. 组网雷达点迹信息融合抗假目标干扰方法[J]. 电子科技大学学报, 2014, 43(2): 207 - 211.
ZHAO Shanshan, ZHANG Linrang, ZHOU Yu, et al. Measurement fusion method against false-target jamming for radar network[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2014, 43(2): 207 - 211. (in Chinese)

[7] Li J X, Qi S, Hai Y. Signal feature analysis and experimental verification of radar deception jamming[C]//Proceedings of the IEEE CIE International Conference, 2011.

[8] Zhao S S, Zhang L R, Zhou Y, et al. Signal fusion-based algorithms to discriminate between radar targets and deception jamming in distributed multiple radar architectures [J]. IEEE Sensors Journal, 2015, 15(11): 6697 - 6706.

[9] Antonik P, Wicks M C, Griffiths H D, et al. Multi-mission multi-mode waveform diversity [C]//Proceedings of IEEE Conference on Radar, 2006.

[10] Antonik P. An investigation of a frequency diverse array[D]. London, UK: University of London, 2009.

[11] Sammartino P F, Backer C J, Griffiths H D. Frequency diverse MIMO techniques for radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(1): 201 – 222.

[12] Xu J W, Liao G S, Zhu S Q. Receive beamforming of frequency diverse array radar systems [C]//Proceedings of the 31th URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSIGASS), 2014.

[13] Wang W Q, So H C. Transmit subaperturing for range and angle estimation in frequency diverse array radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(8): 2000 – 2011.

[14] Wang W Q. Phased-MIMO radar with frequency diversity for range-dependent beamforming [J]. IEEE Transactions on Sensors, 2013, 13(4): 1320 – 1328.

[15] 张福丹. 频率分集阵列雷达波束控制及应用研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2012.
ZHANG Fudan. Frequency diverse array radar beam control and application research [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2012. (in Chinese)

[16] Xu J W, Liao G S, Zhu S Q, et al. Deceptive jamming suppression with frequency diverse MIMO radar [J]. Signal Processing, 2015, 113: 9 – 17.

[17] Wang W Q. Frequency diverse array antenna: new opportunities [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation Magazine, 2015, 57(2): 145 – 152.

[18] 徐庆, 徐继麟, 周先敏, 等. 线性调频——二相编码雷达信号分析[J]. 系统工程与电子技术, 2000, 22(12): 7 – 8, 87.
XU Qing, XU Jilin, ZHOU Xianmin, et al. A discussion of performance of hybrid waveform of radar [J]. System Engineering and Electronics, 2000, 22(12): 7 – 8, 87. (in Chinese)

[19] 宗竹林, 胡剑浩, 朱立东. 编队卫星雷达正交码分 LFM 信号设计及性能分析[J]. 电子科技大学学报, 2012, 41(4): 501 – 506.
ZONG Zhulin, HU Jianhao, ZHU Lidong. OCD-LFM signal design and performance analysis for formation-flying satellite radar [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2012, 41(4): 501 – 506. (in Chinese)

[20] 赵树杰. 雷达信号处理技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2010: 140 – 150.
ZHAO Shujie. The technology of radar signal processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2010: 140 – 150. (in Chinese).

[21] 王雪松, 肖顺平, 冯德军, 等. 现代雷达电子战系统建模与仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010: 139 – 143, 180 – 182.
WANG Xuesong, XIAO Shunping, FENG Dejun, et al. Modeling and simulation of modern radar and electronic warfare systems [M]. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2010: 139 – 143, 180 – 182. (in Chinese)

[22] 段翔, 刘红明, 李军, 等. 双基地多输入多输出雷达距离欺骗干扰识别技术[J]. 电波科学学报, 2015, 30(3): 517 – 523.
DUAN Xiang, LIU Hongming, LI Jun, et al. Recognition technique of range deception jamming for bistatic MIMO radar [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2015, 30(3): 517 – 523. (in Chinese)

[23] 石荣, 邓科, 阎剑. 普遍意义下的干涉仪通道间相位差测量精度分析[J]. 现代电子技术, 2014, 37(7): 59 – 63.
SHI Rong, DENG Ke, YAN Jian. Analysis on measurement accuracy of phase difference between interferometer channels in generalized condition [J]. Modern Electronics Technique, 2014, 37(7): 59 – 63. (in Chinese)

[24] 邓新蒲, 卢启中, 孙仲康. 数字式相位差测量方法及精度分析[J]. 国防科技大学学报, 2002, 24(5): 70 – 74.
DENG Xinpu, LU Qizhong, SUN Zhongkang. Digital measuring for phase difference of interferometer [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2002, 24(5): 70 – 74. (in Chinese)