



脉冲压缩雷达信号的 FDA 特性研究

王博^{1*}, 谢军伟¹, 张晶², 李凡²

(1. 空军工程大学防空反导学院 西安 710051; 2. 陕西交通职业技术学院公路铁道学院 西安 710018)

【摘要】考虑到现有关于频率分集阵列 (FDA) 的文献中大多只基于窄带条件下的简单脉冲假设, 较少有对其他脉冲压缩信号的分析。该文在建立 FDA 数据模型的基础上, 推导了 FDA 收发共型线阵不同接收信号处理机制对应的负型模糊函数。之后, 在全波段相干处理 FDA 雷达结构的基础上对矩形脉冲、线性调频 (LFM)、相干脉冲串以及相位编码信号的模糊函数特性分别展开仿真分析。验证了上述几种典型的脉冲压缩雷达信号对该结构的适应性, 为后续基于模糊函数优化的 FDA 雷达发射波形设计及电抗特性研究奠定了基础。

关键词 模糊函数; 频率分集阵列; 非线性频偏; 脉冲压缩信号; 矩形脉冲信号
中图分类号 TN95 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2019084

Research on FDA Characteristics of Pulse Compression Radar Signal

WANG Bo^{1*}, XIE Jun-wei¹, ZHANG Jing², and LI Fan²

(1. Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University Xi'an 710051;

2. Highway Railway College, Shannxi Transportation and Vocational Technology University Xi'an 710018)

Abstract The research of frequency diverse array (FDA) in existing literature is mostly based on the hypothesis of simple pulse under narrowband conditions, but less on other pulse compression signals. Therefore, based on the establishment of the FDA array data model, this paper systematically derives the negative ambiguity function and its characteristics under the FDA-MIMO transmit/receive model. Then, based on the full-band coherent processing of the FDA radar architecture, the ambiguity function characteristics of rectangular pulses, linear frequency modulate (LFM), coherent pulse trains, and phase-encoded signals are simulated and analyzed. The adaptability of the above-mentioned typical pulse compression radar signals to the architecture is verified, which lays an important foundation for the follow-up FDA radar transmission waveform design and reactance characteristics optimization based on ambiguity function optimization.

Key words ambiguity function; frequency diverse array; nonlinear frequency offset; pulse compression signal; rectangular pulse signal

自 FDA 概念提出以来^[1], 国内外学者对 FDA 的阵列结构特性^[2-4]、频控函数设计^[5-6]及 FDA 与 MIMO 雷达^[7-8]、认知雷达^[9]的结合都有着广泛的研究。此外, 也有基于 FDA 发射干扰机结构, 分析 FDA 对无源雷达干涉仪测向系统、比幅法单脉冲测向系统以及测向时差组合定位系统欺骗效果的研究。文献 [10-13] 对近几年国内外学者的 FDA 研究现状有系统性的概括。但是, 现有的文献大多基于阵元发射窄带条件下简单脉冲的假设, 较少有对于脉冲压缩雷达信号 FDA 特性的研究。基于模糊函数的优化是雷达波形设计的重要手段^[14-15], 而雷达发射波形设计是 FDA 方向图优化及电抗特研究的

重要基础。因此, 本文重点对 FDA 雷达的负型模糊函数展开系统的推导分析。

1 数据模型

图 1 所示为 ULA-FDA 阵列的基本结构^[5]。

设载波频率为 f_0 , 阵元 n 的辐射信号频率为:

$$f_n = f_0 + n\Delta f \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

设阵元 n 的发射信号为:

$$s_n(t) = \sqrt{N}w_n^*u(t)e^{j2\pi f_n t} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2)$$

式中, N 为阵元总数; w_n^* 为发射端信号加权的共轭; $u(t)$ 为发射端雷达波形。发射信号经加权之后到达远场目标 (R_0, θ_0) 的表达式为:

$$s_t(t) = \sqrt{N} \sum_{n=0}^{N-1} u\left(t - \frac{R}{c}\right) e^{j2\pi f_n \left[t - \frac{(R-R_0) - nd(\sin\theta - \sin\theta_0)}{c} \right]} \quad (3)$$

式中, $r_n = R - nd\sin\theta$; R 为参考阵元到目标点的距离; d 为阵元间距; c 表示光速。

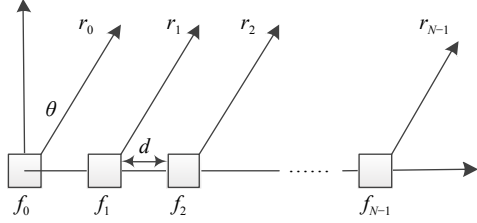


图 1 ULA-FDA 阵列基本结构

发射信号经目标 (R_0, θ_0) 二次反射后被接收阵列阵元 m 接收的信号形式为:

$$\begin{aligned} y(t, \xi) &= s_t\left(t - \frac{r_m}{c}\right) e^{j2\pi f_d \left(t - \frac{r_m}{c}\right)} \approx \\ &\sqrt{N} e^{-j2\pi \frac{\xi R}{c}} \sum_{n=0}^{N-1} u\left(t - \frac{R + r_m}{c}\right) \times \\ &e^{j2\pi f_n \left[t - \frac{r_m}{c} - \frac{R-R_0}{c} + \frac{nd(\sin\theta - \sin\theta_0)}{c} \right]} e^{j2\pi \xi t} \approx \\ &\sqrt{N} e^{-j2\pi \frac{\xi R}{c}} \sum_{n=0}^{N-1} u\left(t - \frac{2R}{c}\right) \times \\ &e^{j2\pi f_n \left[t - \frac{2R-R_0}{c} + \frac{nd(\sin\theta - \sin\theta_0) + md\sin\theta}{c} \right]} e^{j2\pi \xi t} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, 阵元 m 接收的回波信号包含着发射阵列中所有阵元辐射的回波能量。通过在接收阵元之后接入不同的滤波器, 可以将 FDA 雷达接收信号的处理分为带限相干处理、全波段相干处理以及全波段仿相干处理 3 种发射-接收机结构^[8]。

带限相干处理接收端的复合信号经解调后可得接收端阵元 m 的信号为^[16]:

$$\begin{aligned} y_{1m}(t, \xi, \theta_0, R_0) &= \sqrt{N} u\left(t - \frac{2R}{c}\right) e^{-j2\pi \frac{\xi R + 2f_0(R-R_0)}{c}} \times \\ &e^{-j2\pi \Delta f_m \frac{2(R-R_0)}{c}} e^{j2\pi \xi t} e^{j2\pi f_0 \frac{2md(\sin\theta - \sin\theta_0)}{c}} \end{aligned} \quad (5)$$

全波段相干处理接收端的复合信号经解调后可得接收端阵元 m 的接收信号为^[16]:

$$\begin{aligned} y_{2m}(t, \xi, \theta_0, R_0) &= \sqrt{N} u\left(t - \frac{2R}{c}\right) e^{-j2\pi \frac{\xi R + 2f_0(R-R_0)}{c}} e^{j2\pi \xi t} \times \\ &\sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \Delta f_n \frac{2(R-R_0)}{c}} e^{j2\pi f_0 \frac{nd(\sin\theta - \sin\theta_0) + md(\sin\theta - \sin\theta_0)}{c}} \end{aligned} \quad (6)$$

2 负型模糊函数

模糊函数是时间-频率复合的二维自相关函数, 一定程度上体现了雷达波形以及所运用的匹配

滤波器的相关特性, 是分析 FDA 阵列雷达距离和多普勒分辨力、旁瓣性能、方向图距离-角度耦合特性和噪声抑制性能的重要参数。模糊函数根据定义的不同可分为直观模糊函数与负型模糊函数。基于差平方积分原则, 从分辨两个延迟差为 τ 、频移差为 ξ 的目标距离-速度二维分辨力出发, 可得直观模糊函数^[17-18]:

$$\chi(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t + \tau) e^{j2\pi \xi t} dt \quad (7)$$

其频域表示为:

$$\chi(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) U^*(f - \xi) e^{-j2\pi f \tau} df \quad (8)$$

当信号具有多普勒频移时, 其复包络为 $u(t) e^{j2\pi \xi t}$, 此时信号经匹配滤波器输出的时域卷积即为负型模糊函数:

$$\chi(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t - \tau) e^{j2\pi \xi t} dt \quad (9)$$

其频域表示为:

$$\chi(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) U^*(f - \xi) e^{j2\pi f \tau} df \quad (10)$$

1) 带限相干处理 FDA 雷达模糊函数

取 $\vartheta = \sin\theta$, 根据式 (5), 经带限相干处理的 M 个信号分别经过匹配滤波器输出后叠加可得:

$$\begin{aligned} &\sum_{m=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} y_{1m}(t, \xi, R, \vartheta) y_{1m}^*(t', \xi', R', \vartheta') dt = \\ &N e^{-j2\pi \frac{\xi R + 2f_0(R-R_0)}{c}} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi \Delta f_m \frac{2(R-R')}{c}} e^{j2\pi f_0 \frac{2md(\vartheta - \vartheta')}{c}} \times \\ &\int_{-\infty}^{\infty} u\left(t - \frac{2R}{c}\right) u^*\left(t - \frac{2R'}{c}\right) e^{j2\pi(\xi - \xi')t} dt \end{aligned} \quad (11)$$

则经带限相干处理的 FDA 雷达模糊函数定义如下:

$$\begin{aligned} \chi_1(\xi, R, \vartheta, \xi', R', \vartheta') &= \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi \Delta f_m \frac{2(R-R')}{c}} e^{j2\pi f_0 \frac{2md(\vartheta - \vartheta')}{c}} \times \\ &\int_{-\infty}^{\infty} u\left(t - \frac{2R}{c}\right) u^*\left(t - \frac{2R'}{c}\right) e^{j2\pi(\xi - \xi')t} dt = \\ &\sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi \Delta f_m \frac{2\Delta R}{c}} e^{j2\pi f_0 \frac{2md\Delta\vartheta}{c}} \times \\ &\int_{-\infty}^{\infty} u(t') u^*\left(t' + \frac{2\Delta R}{c}\right) e^{j2\pi \Delta \xi (t' + \frac{2\Delta R}{c})} dt' \end{aligned} \quad (12)$$

式中, 取 $t' = t - \frac{2R}{c}$, $\Delta \xi = \xi - \xi'$, $\Delta R = R - R'$, $\Delta \vartheta = \vartheta - \vartheta'$ 。式 (12) 是关于多普勒频移失配 $\Delta \xi$ 和时延的函数, 取时延失配 $\Delta \tau = \frac{2\Delta R}{c}$, 则经带限相干处

理的 FDA 雷达模糊函数表示如下:

$$\chi_{\text{FDA}}(\Delta\tau, \Delta\xi, \Delta\vartheta) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\Delta f_n \Delta\tau} e^{j2\pi f_0 \frac{(n+m)d\Delta\vartheta}{c}} \times \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t+\Delta\tau) e^{j2\pi\Delta\xi t} dt \quad (13)$$

2) FDA-MIMO 雷达模糊函数

根据式 (6), 经全波段相干处理的 M 组复合信号分别经过匹配滤波器的输出后叠加可得:

$$\sum_{m=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} y_{2m}(t, \xi, R, \vartheta) y_{2m}^*(t', \xi', R', \vartheta') dt = N e^{-j2\pi \frac{\xi R + 2f_0(R-R_0)}{c}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\Delta f_n \frac{2(R-R')}{c}} e^{j2\pi f_0 \frac{nd(\vartheta-\vartheta')}{c}} \times e^{j2\pi f_0 \frac{md(\vartheta-\vartheta')}{c}} \times \int_{-\infty}^{\infty} u\left(t - \frac{2R}{c}\right) u^*\left(t - \frac{2R'}{c}\right) e^{j2\pi(\xi-\xi')t} dt \quad (14)$$

则经全波段相干处理的 FDA 雷达亦即 FDA-MIMO 雷达的模糊函数定义如下:

$$\chi_2(\xi, R, \vartheta, \xi', R', \vartheta') = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\Delta f_n \frac{2(R-R')}{c}} e^{j2\pi f_0 \frac{nd(\vartheta-\vartheta') + md(\vartheta-\vartheta')}{c}} \times \int_{-\infty}^{\infty} u\left(t - \frac{2R}{c}\right) u^*\left(t - \frac{2R'}{c}\right) e^{j2\pi(\xi-\xi')t} dt = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\Delta f_n \frac{2\Delta R}{c}} e^{j2\pi f_0 \frac{(n+m)d\Delta\vartheta}{c}} \times \int_{-\infty}^{\infty} u(t')u^*\left(t' + \frac{2\Delta R}{c}\right) e^{j2\pi\Delta\xi\left(t' + \frac{2R}{c}\right)} dt' \quad (15)$$

经过类似化简, 最终得 FDA-MIMO 雷达模糊函数表示如下:

$$\chi_{\text{FDA-MIMO}}(\Delta\tau, \Delta\xi, \Delta\vartheta) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\Delta f_n \Delta\tau} e^{j2\pi f_0 \frac{(n+m)d\Delta\vartheta}{c}} \times \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t+\Delta\tau) e^{j2\pi\Delta\xi t} dt \quad (16)$$

定义式 (16) 中阵元发射波形的模糊函数为:

$$\chi_{uu}(\Delta\tau, \Delta\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t+\Delta\tau) e^{j2\pi\Delta\xi t} dt \quad (17)$$

$$|\chi_3(\xi, \tau)| = \begin{cases} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\Delta f_n \tau} \sum_{q=-(K-1)}^{K-1} \frac{e^{j2\pi\xi(K-1+q)T_r} e^{j2\pi\xi(\tau-qT_r)} \sin \pi\xi(T_p - |\tau - qT_r|) \sin \pi\xi(K - |q|T_r)}{KT_p \pi\xi \pi\xi T_r} & |\tau| \leq T_p \\ 0 & |\tau| > T_p \end{cases} \quad (23)$$

4) 相位编码信号

3 典型信号的 FDA-MIMO 负型模糊函数

基于式 (16), 给出 4 种典型信号的 FDA-MIMO 负型模糊函数如下:

1) 简单矩形脉冲信号

对包络为矩形的固定载频信号, 取脉冲幅度为 $1/\sqrt{T_p}$, T_p 为脉冲宽度。有:

$$u_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_p}} & t \in [0, T_p] \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

令式 (16) 中 $\Delta\vartheta = 0$, 则阵元发射矩形脉冲的 FDA 负型模糊函数为:

$$|\chi_1(\xi, \tau)| = \begin{cases} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\Delta f_n \tau} \frac{\sin \pi\xi(T_p - |\tau|) T_p - |\tau|}{\pi\xi(T_p - |\tau|) T_p} & |\tau| \leq T_p \\ 0 & |\tau| > T_p \end{cases} \quad (19)$$

2) 正调频 LFM 信号

取正调频 LFM 信号表示如下:

$$u_2(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_p}} e^{-j\mu t^2} & t \in [0, T_p] \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (20)$$

令式 (16) 中 $\Delta\vartheta = 0$, 则正调频 LFM 信号的负型模糊函数为:

$$|\chi_2(\xi, \tau)| = \begin{cases} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\Delta f_n \tau} \frac{\sin \pi T_p (\mu|\tau| + \xi) T_p - |\tau|}{\pi T_p (\mu|\tau| + \xi) T_p} & |\tau| \leq T_p \\ 0 & |\tau| > T_p \end{cases} \quad (21)$$

3) 相干脉冲串信号

归一化的相干脉冲串信号可表示为^[20]:

$$u_3(t) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} u_1(t - kT_r) \quad (22)$$

式中, K 为脉冲串中的脉冲数; T_r 为脉冲重复周期; $u_1(t)$ 为式 (18) 所示的单个矩形脉冲。令式 (16) 中 $\Delta\vartheta = 0$, 则相干脉冲串信号的 FDA 负型模糊函数为:

L 个脉宽为 τ_c 的连续子脉冲组成的相位编码波

形为:

$$x(t) = \sum_{l=0}^{L-1} x_l(t - l\tau_c)$$

$$x_l(t) = \begin{cases} \exp(j\phi_l) & t \in [0, \tau_c] \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (24)$$

以 $\{A_l\} = \{\exp(j\phi_l)\}$ 表示 $x_l(t)$ 的复幅度序列, 令 $t = p\tau_c + \eta$, $\eta \in [0, \tau_c)$, 利用文献 [19] 的结论, 可得相位编码信号的模糊函数为:

$$|\chi_A(\xi, \tau)| = \begin{cases} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\Delta f_n \tau} \left(1 - \frac{\eta}{\tau_c}\right) s_A[p] + \frac{\eta}{\tau_c} s_A[p+1] & |t| \leq \tau_c \\ 0 & |t| > \tau_c \end{cases} \quad (25)$$

4 仿真验证

对采用几种典型发射信号形式以及采用不同非线性频控函数的 FDA 雷达负型模糊函数展开仿真分析。考虑一个阵元数为 12 的 ULA-FDA 发射接收共型阵, 设阵元间距 $d = c/(2f_0)$, 载频为 $f_0 = 1$ GHz,

阵元间频偏为 $\Delta f = 4.5$ kHz, 脉冲宽度为 $T_p = 0.1$ ms。

仿真 1: FDA-MIMO 雷达的矩形脉冲负型模糊函数。

图 2 为矩形脉冲 FDA 雷达的负型模糊图。当 $\xi = 0$ 时, 式 (19) 改写为 $\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\Delta f_n \tau} \frac{T_p - |\tau|}{T_p}$, 如

图 3 所示。相当于用 $\xi = 0$ 且过原点与 ξ 轴正交的平面截模糊图所得的交迹。与相控阵的三角形曲线不同, 图 3 为 sinc 函数形式。当 $\tau = 0$ 时, 式 (19) 改写为 $MN \frac{\sin \pi \xi T_p}{\pi \xi T_p}$, 如图 4 所示。相当于用 $\tau = 0$ 且过原点与 τ 轴正交的平面截模糊图所得的交迹。图 5

为矩形脉冲 FDA 阵列负型模糊函数的二维等高图, 可以用于分析信号的分辨力、混淆情况以及抗干扰状态。图 5 近似为椭圆, 其形状由脉冲宽度 T_p 决定: 宽脉冲时, 椭圆长轴和 τ 轴一致; 窄脉冲时, 椭圆长轴和 ξ 轴一致, 原点附近不能沿 τ 轴和 ξ 轴缩短到任意程度。通过图 2 与后续仿真 2~仿真 4 的结果对比, 简单矩形脉冲的距离及多普勒分辨力较低。

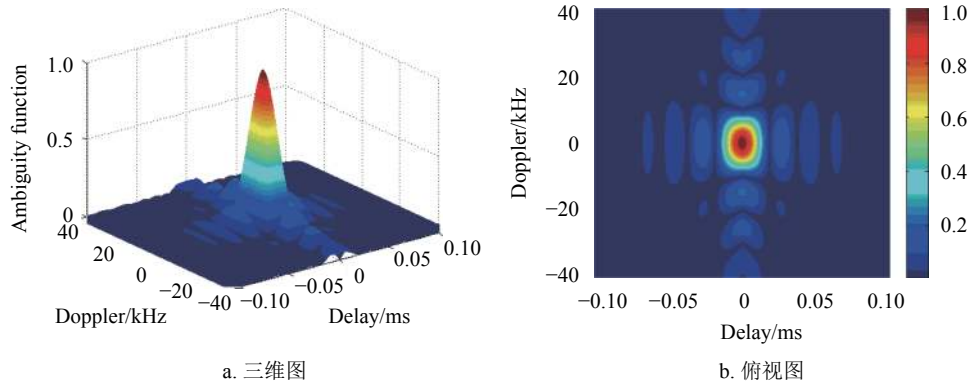


图 2 矩形脉冲 FDA-MIMO 模糊图

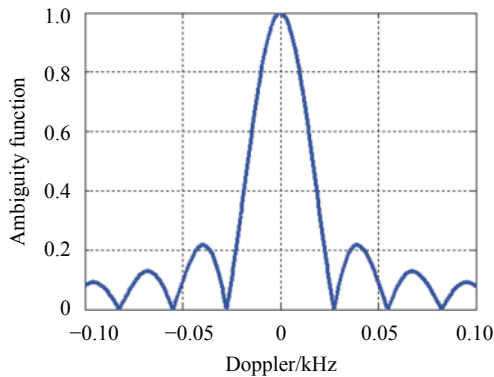


图 3 $\xi = 0$ 的矩形脉冲 FDA-MIMO 模糊图

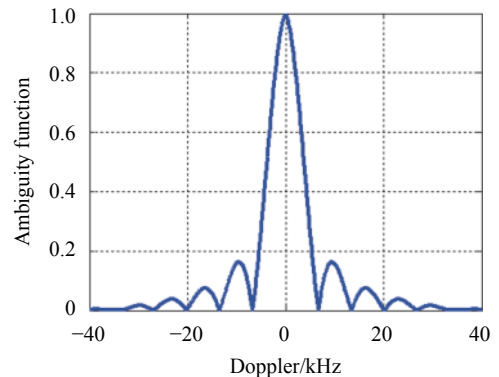


图 4 $\tau = 0$ 的矩形脉冲 FDA-MIMO 模糊图

仿真 2: FDA-MIMO 雷达的正调频 LFM 信号

负型模糊函数。

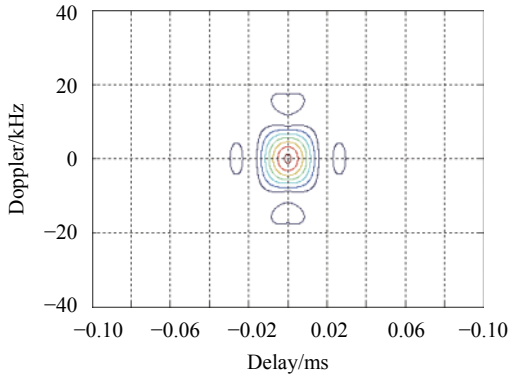
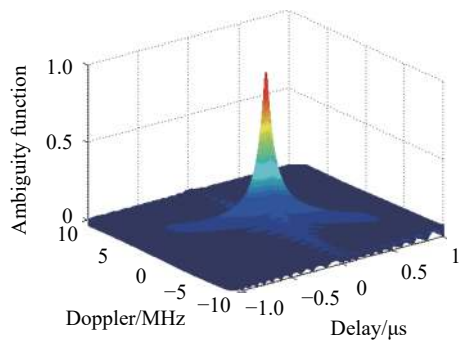
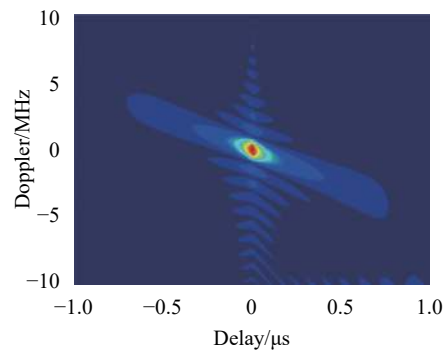


图 5 矩形脉冲 FDA-MIMO 负型模糊函数等高图

减小简单脉冲的脉宽 τ 可以显著提高雷达的距离分辨力,但同时不可避免地会降低平均发射功率。LFM 脉冲压缩波形能够实现能量和分辨力的解耦,得到大时宽带宽积。由于 FDA 阵列频偏增量 Δf 千赫兹量级的取值对式 (21) 中乘子 $e^{-j2\pi\Delta f_n\tau}$ 的影响,本例中选择扫描带宽 $B = 10 \text{ MHz}$,时宽 $\tau = 1 \mu\text{s}$ 的 LFM 信号。



a. 三维图



b. 俯视图

图 6 LFM 信号 FDA-MIMO 模糊图

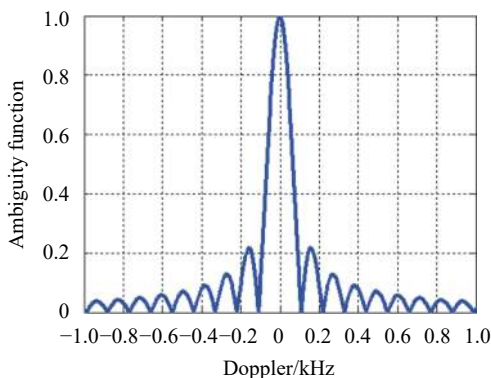


图 7 $\xi=0$ 的 LFM 信号 FDA-MIMO 模糊图

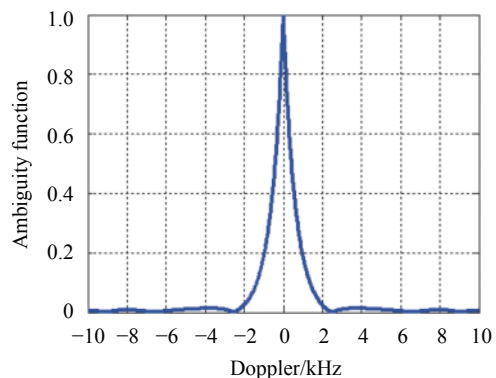


图 8 $\tau=0$ 的 LFM 信号 FDA-MIMO 模糊图

图 6 为矩形脉冲 FDA 雷达的负型模糊图。当 $\xi=0$ 时,式 (21) 改写为 $\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\Delta f_n\tau} \frac{\sin\pi T_p\mu|\tau|}{\pi T_p\mu|\tau|} \frac{T_p-|\tau|}{T_p}$,如图 7 所示,等效于用 $\xi=0$ 且过原点与 ξ 轴正交的平面截模糊图所得的交迹。当 $\tau=0$ 时,式 (21) 改写为 $MN \frac{\sin\pi T_p\xi}{\pi T_p\xi}$,如图 8 所示,相当于用 $\tau=0$ 且过原点与 τ 轴正交的平面截模糊图所得的交迹。图 9 为线性调频 FDA 阵列负型模糊函数的二维等高图,可以用于分析信号的分辨力及混淆情况。图 9 近似为一个倾斜的椭圆,其形状由带宽 $B = \frac{\mu T_p}{2\pi}$ 和时宽 T_p 决定。波形的大瞬时带宽需要模数转换器具有较高的采样效率,实际应用中通过去斜处理实现。与图 2 相比,图 6 具有更为狭窄的主峰,即具有更高的距离和多普勒分辨力。且图 6 的主峰周围有更为均匀的非零台基,意味着有低且均匀的旁瓣,可使遮挡效应最小化。

仿真 3: FDA-MIMO 雷达的相干脉冲串信号负型模糊函数。

为克服简单脉冲多普勒分辨力低的不足,可考

虑采用相干脉冲串信号通过延长观测时间提高分辨力。发射全相参信号的雷达,接收到的回波信号即为相参脉冲串,这类信号具有较高的距离和多普勒

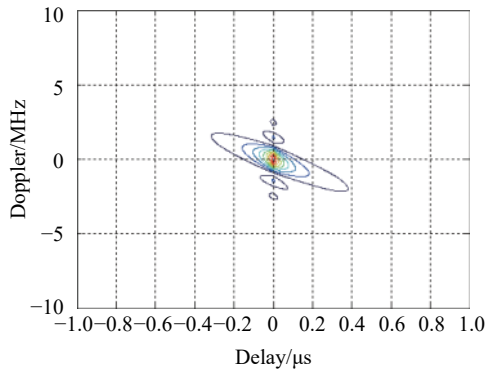
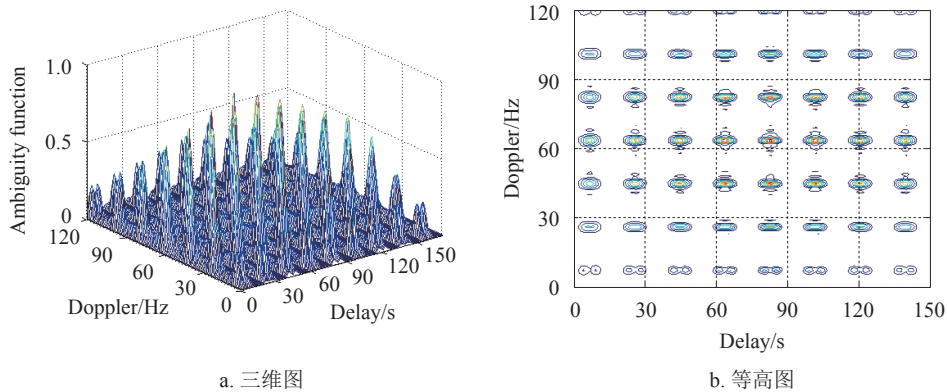


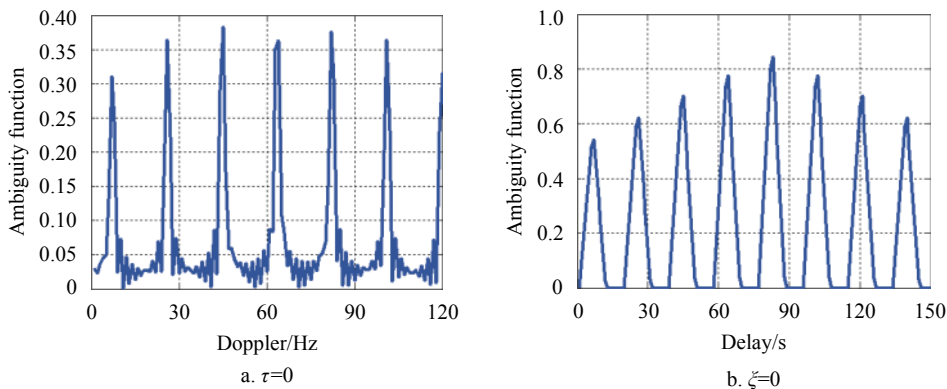
图 9 LFM 信号 FDA-MIMO 负型模糊函数等高图



a. 三维图

b. 等高图

图 10 相干脉冲串信号 FDA-MIMO 负型模糊图



a. $\tau=0$

b. $\zeta=0$

图 11 相干脉冲串信号 FDA-MIMO 负型模糊图

仿真 4: FDA-MIMO 雷达的二相编码信号负型模糊函数。

巴克码是雷达系统中最为重要的二相编码方式, 图 12~图 13 为 13 位巴克码编码信号的模糊图。由于巴克码的码长限制了信号旁瓣抑制性能的提升, 采用伪随机序列可以生成更长的具有良好旁瓣抑制性能的 PRN 码, 图 14~图 15 为 15 位 PRN 码编码信号的模糊图。

综合分析图 12 和图 13 可知, 与相同脉宽的简单脉冲频谱相比, 巴克码频谱的瑞利带宽 $\beta = 1/\tau_c$ Hz, 约为简单脉冲主瓣宽度的 12 倍。峰值旁瓣比约为 -22.3 dB。同时, 其频谱旁瓣的衰减速度减慢。但

分辨力。本例仿真分析相干脉冲串信号的 FDA-MIMO 负型模糊图特性。假设相干脉冲串信号的脉冲宽度为 0.3 s, 脉冲串中的脉冲数 $K = 5$, 脉冲重复周期 $T_r = 1$ s, 得到图 10 和图 11。

综合分析图 10 和图 11 可知, 相干脉冲串“钉板状”模糊图的 τ 和 ξ 轴分别由 T_p 和 KT_r 决定, 其测速精度较单个脉冲提高了 KT_r/T_p 倍。由于波形的不连续, 相干脉冲串模糊图中存在着距离和多普勒模糊的问题。PD 和 MTI 雷达中这一问题可以通过在多种脉冲重复频率下, 采用多个脉冲串波形加以解决。

目前只有 7 种长度小于 13 位的巴克码, 限制了旁瓣抑制性能的提升及雷达信号的隐蔽。此外, 巴克码波形要求最大多普勒频移和目标速度满足 $\xi_{\max} \tau < 1/4 \Rightarrow v_{\max} < \lambda/8\tau$, 这使得巴克码的多普勒失配损失被限制在 1 dB 以下。

综合分析图 14 和图 15 可知, PRN 码模糊图主峰为“针状”, 主峰在 τ 轴的宽度为 $1/B_e$, 在 ξ 轴的宽度为 $1/T_e$ 。其中 B_e 和 T_e 分别为信号的等效带宽和等效时宽, 信号的距离和多普勒分辨力取决于 B_e 和 T_e 的取值。15 位 PRN 码的距离旁瓣值约为 $-10\log_{10} 15 \approx -11$ dB。

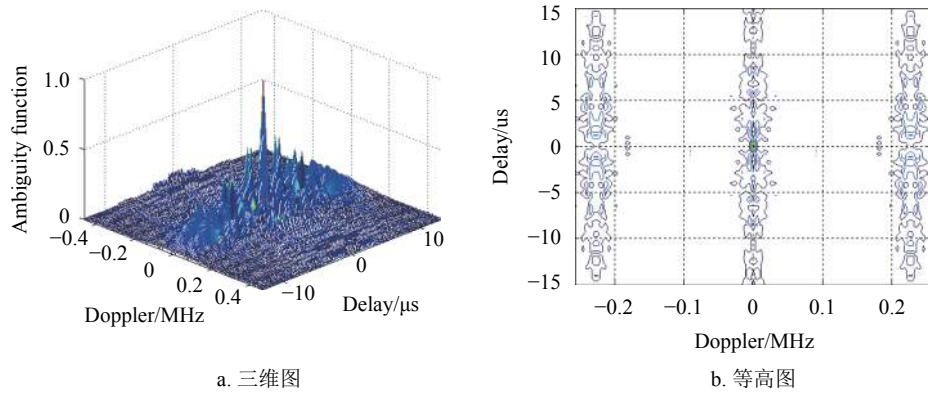


图 12 巴克码编码信号 FDA-MIMO 负型模糊图

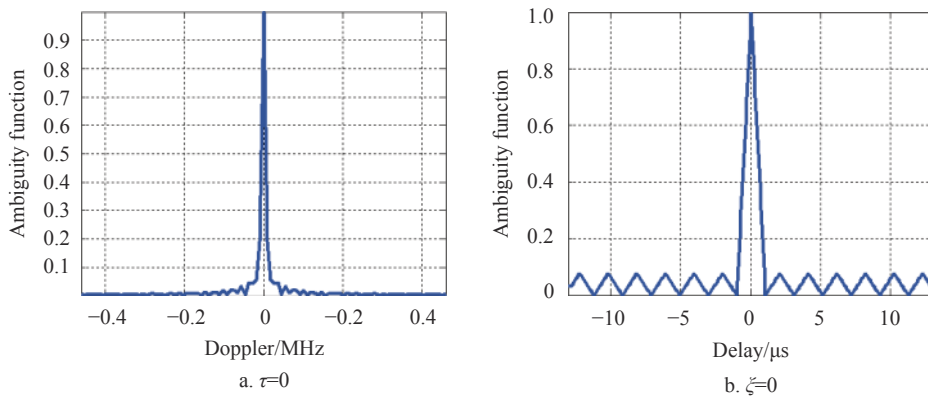


图 13 巴克码编码信号 FDA-MIMO 负型模糊图

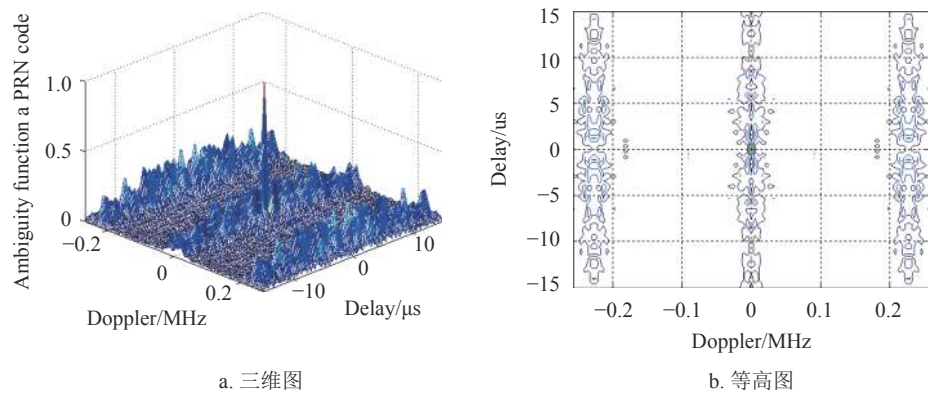


图 14 PRN 编码信号 FDA-MIMO 负型模糊图

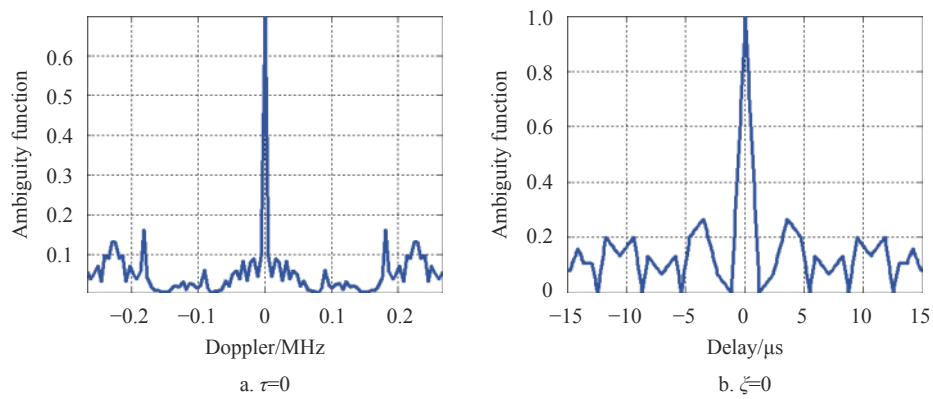


图 15 PRN 编码信号 FDA-MIMO 负型模糊图

5 结束语

FDA 雷达波束的时间-距离-角度三维相关特性与传统的相控阵雷达有最主要的不同。本文针对4种典型脉冲压缩雷达信号的FDA-MIMO模糊函数特性展开分析,在建立FDA数据模型及3种发射接收信号处理机制的基础上系统推导了FDA-MIMO的负型模糊函数,仿真分析了矩形脉冲、线性调频、相干脉冲串以及相位编码信号的模糊函数特性,从而为基于模糊函数的抗干扰雷达波形设计奠定了基础。

参 考 文 献

- [1] ANTONIK P, WICKS W C, GRIFFITHS H D, et al. Frequency diverse array radars[C]//Proceedings of the IEEE Radar Conference. Verona, New York, USA: IEEE, 2006: 470-475.
- [2] XU Y, SHI X, XU J, et al. Range-angle-decoupled beam pattern synthesis with subarray-based frequency diverse array[J]. *Digital Signal Processing*, 2017, 64: 49-59.
- [3] HIGGINS T, BLUNT S D. Analysis of range-angle coupled beamforming with frequency-diverse chirps[C]//Proceedings of International Waveform Diversity and Design Conference. Kissimmee, Florida, USA: IEEE, 2009: 1-4.
- [4] JONES A M. Frequency diverse array receiver architectures[D]. Dayton, OH, USA: Wright State University, 2011.
- [5] BASIT A, QURESHI I, KHAN W, et al. Beam Pattern synthesis for an FDA radar with hamming window based non-uniform frequency offset[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017, 16: 2283-2286.
- [6] 王博, 谢军伟, 张晶, 等. 基于非线性频偏的频控阵波束控制研究[J]. *北京理工大学学报*, 2019, 39(3): 311-319.
WANG Bo, XIE Jun-wei, ZHANG Jing, et al. Study of frequency diverse array beam control based on nonlinear frequency offset[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2019, 39(3): 311-319.
- [7] 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.
- [8] PIER F S, CHRISTOPHER J B, HUGH D G. Frequency diverse MIMO techniques for radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(1): 201-222.
- [9] CHEN Xiao-long, CHEN Bao-xin, HUANG Yong, et al. Frequency diverse array radar signal processing via space-range-Doppler focus (SRDF) method[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 183-193.
- [10] WANG W Q. Overview of frequency diverse array in radar and navigation applications[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2016, 10(6): 1001-1012.
- [11] 王文钦, 陈慧, 郑植, 等. 频控阵雷达技术及其应用研究进展[J]. *雷达学报*, 2018, 7(2): 153-166.
WANG Wen-qin, CHEN Hui, ZHENG Zhi, et al. Advances on frequency diverse array radar and its applications[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 153-166.
- [12] 许京伟, 朱圣棋, 廖桂生, 等. 频率分集阵雷达技术探讨[J]. *雷达学报*, 2018, 7(2): 167-182.
XU Jing-wei, ZHU Sheng-qi, LIAO Gui-sheng, et al. An overview of frequency diverse array radar technology[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 167-182.
- [13] 陈小龙, 陈宝欣, 黄勇, 等. 频控阵雷达空距频聚焦信号处理方法[J]. *雷达学报*, 2018, 7(2): 183-193.
CHEN Xiao-long, CHEN Bao-xin, HUANG Yong, et al. Frequency diverse array radar signal processing via Space-Range-Doppler Focus (SRDF) method[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 183-193.
- [14] WANG W Q. Cognitive frequency diverse array radar with situational awareness[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2016, 10(2): 359-369.
- [15] WANG Y B, WANG W Q, CHEN H. Linear frequency diverse array manifold geometry and ambiguity analysis[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2015, 15(2): 984-993.
- [16] WANG W Q, DAI M M, ZHENG Z. FDA radar ambiguity function characteristics analysis and optimization[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2018, 3(54): 1368-1380.
- [17] 王博, 谢军伟, 张晶, 等. 子阵结构FDA阵列模糊函数建模与研究[J]. *空军工程大学学报(自然科学版)*, 2019, 20(4): 90-96.
WANG Bo, XIE Jun-wei, ZHANG Jing, et al. Modeling and research of ambiguity function based on subarray-based FDA[J]. *Journal of Air Force Engineering University(Natural Science Edition)*, 2019, 20(4): 90-96.
- [18] RICHARDS M. 雷达信号处理基础 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2008.
RICHARDS M. *Fundamentals of radar signal processing*[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008.
- [19] 丁璐飞, 耿富录, 陈建春. 雷达原理 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2010.
DING Lu-fei, GENG Fu-lu, CHEN Jian-chun. *Radar principle*[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010.
- [20] LEVANON N, MOZESON E. *Radar signals*[M]. New York, USA: IEEE, 2004.

编辑 税红