

多径条件下米波 OFDM-MIMO 雷达波束性能及特性分析*

熊智敏, 王党卫, 李星辉, 马晓岩
(空军预警学院, 湖北 武汉 430019)

摘要:针对米波正交频分多路复用-多输入多输出(Orthogonal Frequency Division Multiplexing-Multiple Input Multiple Output, OFDM-MIMO)雷达波束形成问题,建立了米波条件下频分复用 MIMO 雷达阵列信号模型,理论导出了该体制下多径特性定量分析的理论框架、直达波和多径回波模型及其联合发射-接收双程方向图增益闭合表达式。提出了利用米波 OFDM-MIMO 雷达阵列双程方向图具有距离-角度二维分辨能力抑制多径算法。所提方法能够有效抑制阵列法线方向多径回波,同时有效抑制输出信干噪比周期性损失,且随频偏带宽的增大抑制能力进一步提升。

关键词: OFDM-MIMO 雷达; 米波; 多径特性; 发射-接收双程方向图

中图分类号: TN95 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2021)04-136-09

Multipath scenario beam performance and characteristics analysis for meter-wave OFDM-MIMO radar

XIONG Zhimin, WANG Dangwei, LI Xinghui, MA Xiaoyan
(Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: In order to solve the beamforming problem of meter-wave OFDM-MIMO (orthogonal frequency division multiplexing-multiple input multiple output) radar, a signal model of frequency division multiplexed MIMO radar array under meter-wave conditions was established, and a theoretical framework for quantitative analysis of multipath characteristics of this system was derived theoretically. The direct-wave and multipath echo models, as well as the closed-form expression of the gain of the joint transmitter-receive bi-directional pattern were derived. A multipath suppression algorithm with range-angle two-dimensional resolution based on the bi-path pattern of a meter-wave OFDM-MIMO radar array was proposed. The proposed method can effectively suppress the multipath echo in the normal direction of the array, and also effectively suppress the periodic loss of the output fresh dryness ratio, and the inhibition ability is further improved with the increase of the frequency offset bandwidth.

Keywords: OFDM-MIMO radar; metre wave; multipath characteristics; transmit-receive dual pat

频率分集 MIMO 雷达^[1]是 MIMO 雷达近年来发展的新方向,其所独具的距离-角度分辨以及运动目标多普勒频率分集效应为提升雷达多径抑制和参数估计性能提供了新的契机。作为频率分集 MIMO 雷达的应用,米波 OFDM-MIMO 雷达^[2]近期研究已展示了良好的多径抑制性能和参数估计性能,然而对其的研究尚处于早期探索阶段,频率分集 MIMO 雷达优势应用和伴生的问题解决方法还远未深入:一是现有频率分集 MIMO 雷达信号模型研究往往未考虑米波工作时所受的多径影响^[3-4],尚未考虑运动目标、多脉冲以及转发式干扰等^[5],对米波 OFDM-MIMO 雷达回波中各分量时域、频率、空域特性了解还不充分,制约了该体制雷达系统性能分析与对后续处理方法的研究。

二是已有直接相关研究主要从检测性能^[6]和覆盖盲区的角度^[7]刻画了米波 OFDM-MIMO 雷达多径抑制的效果,缺乏抑制效果与阵列参数、频偏、高度等解析表示,以及回波特性的系统研究。本节重点针对米波 OFDM-MIMO 雷达回波模型以及回波中不同成分特性进行研究。

1 米波 OFDM-MIMO 雷达信号回波模型

依据电磁散射理论,当目标有效尺寸与雷达波长大体相当时,目标散射将发生强烈的谐振现象,雷达后向散射(Radar Cross Section, RCS)值将显著增加。文献[3]指出,米波段电磁波长与现代用于实战的空中目标有效尺寸相当,能大幅提高采用外形和材料隐身目标的雷达截面积。此外,相比更

* 收稿日期:2021-02-02

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61179015)

作者简介:熊智敏(1992—),女,湖北武汉人,博士研究生,E-mail:xiongzmi1992@163.com;

王党卫(通信作者),男,副教授,博士,硕士生导师,E-mail:wdwjane@tom.com

高频段微波雷达,米波段雷达波长较长,地球表面反射系数更大,接近于1,多径回波通常与直达波处于同一波束,会与目标回波相干叠加。

为了建模分析米波 OFDM-MIMO 雷达回波分量的特性,首先设定该雷达观测几何模型,如图1所示,其采用 M 个阵元的等距线阵,阵元间距为 d ,距离地球表面高度为 h_a ,以其第1个阵元中心建立坐标系,目标径向距离记为 R_T ,与阵列法向夹角记为 θ_T 。同时,设定 OFDM-MIMO 雷达工作于脉冲体制,阵列各阵元同时发射和同时接收,其第 m 个阵元发射信号频率为

$$f_m = f_0 + (m - 1)B \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

其中 f_0 和 B 为初始载频与相邻两个阵元发射信号载频的频率间隔。

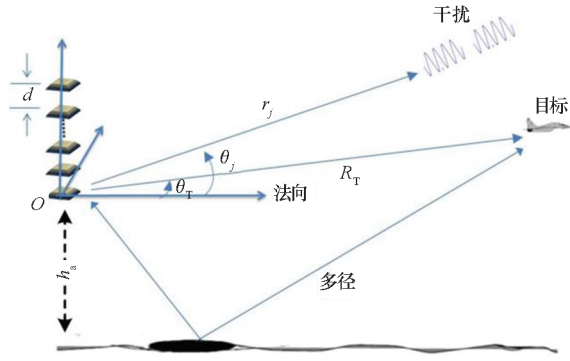


图1 几何观测模型

Fig. 1 Geometric observation model

进一步,设第 m 个阵元发射信号带宽为 B ,脉冲宽度为 T_s ,调频率 $\mu = B/T_s$,发射信号为

$$s_m(t) = u(t) \exp(j2\pi f_m t) \quad (2)$$

其中,复包络 $u(t)$ 可表示为

$$u(t) = \text{rect}(t/T_s) \exp(j\pi\mu t^2) \quad -T_s/2 \leq t \leq T_s/2 \quad (3)$$

此外,本节设定观测场景中目标以及多径反射点均位于阵列的远场,且主要讨论阵列与法向构成的二维平面内关系,其可扩展至二维阵列所形成的三维观测场景。

1.1 米波 OFDM-MIMO 雷达目标多脉冲回波模型

设定目标 RCS 为 σ ,径向速度为 V_r (可取正值或负值),则 OFDM-MIMO 雷达第 n 个阵元接收的第 k 个脉冲回波信号可表示为

$$y_{T,kn}(t) = \sigma \sum_{m=1}^M u(t - 2\tau_{T,k} + \tau_m + \tau_n) \times \exp[j2\pi f_m(t - 2\tau_{T,k} + \tau_m + \tau_n)] \quad (4)$$

其中, $\tau_{T,k} = [R_T - (k - 1)V_r T_r]/c$ 为第 k 个脉冲目标径向距离时延, $\tau_n = (n - 1)dsin\theta_T/c$ 为接收时阵元间距时延, $\tau_m = (m - 1)dsin\theta_T/c$ 为发射时

阵元间距时延, T_r 为脉冲重复周期。

更进一步,设定第 n 个阵元接收机结构如图2所示,包含 M 个通道,第 m 个通道混频器所使用的频率为 f_m ,经过下变频和脉冲压缩处理后,第 n 个阵元第 m 个接收通道基带信号表示为

$$y_{T,kmn}(t) = \alpha \text{sinc}[B(t - 2\tau_{T,k} + \tau_n + \tau_m)] \times \exp[-j2\pi f_m(2\tau_{T,k} - \tau_n - \tau_m)] \quad (5)$$

其中, $\text{sinc}(t)$ 为辛格函数, α 为脉压后目标回波幅度。显然,对于每个脉冲快拍,OFDM-MIMO 雷达可形成 $M \times M$ 观测通道。

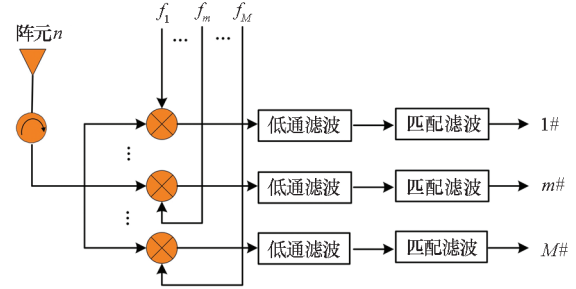


图2 OFDM-MIMO 雷达接收机结构

Fig. 2 OFDM-MIMO radar receiver structure

窄带雷达阵元间位置差异对距离主瓣的影响可忽略,且一个相干处理间隔中 K 个脉冲回波主瓣距离不会走动,则若设 λ_0 为 f_0 对应波长,距离分辨率 $\rho_r = c/(2B)$,回波信号 $y_{T,kmn}(t)$ 可近似为

$$y_{T,kmn}(t) \approx \alpha'_{km} \text{sinc}\left[B\left(t - \frac{2R_T}{c}\right)\right] \exp[j2\pi f_m(\tau_n + \tau_m)] \quad (6)$$

$$\alpha'_{km} = \alpha' \exp\left\{ [j2\pi(k-1)f_d T_r - R(m-1)/\rho_r + f_d T_r(m-1)(k-1)/\rho_r] \right\} \quad (7)$$

其中, $\alpha' = \alpha \exp(-j4\pi R_T/\lambda_0)$ 为复系数, $f_d = 2V_r/\lambda_0$ 为目标多普勒频率。

若令回波相位 $\Phi_{T,mn} = 2\pi f_m(\tau_n + \tau_m)$,则 $d \ll \rho_r$ 时

$$\Phi_{T,mn} \approx \frac{2\pi d \sin\theta_T}{\lambda_0} [(n-1) + (m-1)] \quad (8)$$

于是,式(6)可改写为

$$y_{T,kmn}(t) = \alpha' \text{sinc}\left[B\left(t - \frac{2R_T}{c}\right)\right] \exp\left[j2\pi \frac{d \sin\theta_T}{\lambda_0} (n-1)\right] \times \exp\left\{ j2\pi \left[\frac{d \sin\theta_T}{\lambda_0} - \frac{R_T}{\rho_r} \right] (m-1) \right\} \times \exp\left\{ j2\pi \left[(k-1)f_d T_r + \frac{f_d T_r}{\rho_r} (m-1)(k-1) \right] \right\} \quad (9)$$

显然,运动目标 OFDM-MIMO 雷达多脉冲回波相位包含3项,第1项对应接收导向信息,第2项对应发射导向信息,第3项对应脉冲维多普勒相位

信息。特别是,当 ρ_r 值较小,即发射信号带宽 B 较大时,第 3 项呈现出发射阵列空间维与脉冲维耦合特点,这显然是文献[8]建立模型没有考虑的问题。此外,若设发射信号无频偏,载频均为 f_0 ,则 OFDM-MIMO 雷达退化为相控阵雷达^[9-11]。

1.2 米波 OFDM-MIMO 雷达多径回波模型

多径效应是米波段固有的强电磁散射现象,米波雷达因较宽波束沿俯仰维“打地”,回波存在多种传输路径,各路径产生的多径回波常与直达波强相关叠加,极易造成低仰角区域天线方向图波瓣分裂,形成探测盲区和空域覆盖不连续问题,已成为严重影响米波雷达低仰角区域测角性能的主要因素^[12]。本文仅讨论不考虑地球曲率的平面反射模型下 OFDM-MIMO 雷达多径回波表达式^[13]。结合图 1 几何模型,本文建立图 3 所示单个地面反射点多径几何观测模型,其中目标直达传播距离为 R_T ,高度为 h_T ,距离阵列中心的水平距离为 R_0 ,直达波相对阵列法向的俯仰角为 θ_T ,多径反射点相对阵列法向的俯仰角为 φ ,则根据几何关系可得目标的多径传播距离 R_T 、 R_s 分别为^[14]

$$R_T = \sqrt{R_0^2 + (h_T - h_a)^2} \quad (10)$$

$$R_s = R_1 + R_2 = \sqrt{R_0^2 + (h_T + h_a)^2} \quad (11)$$

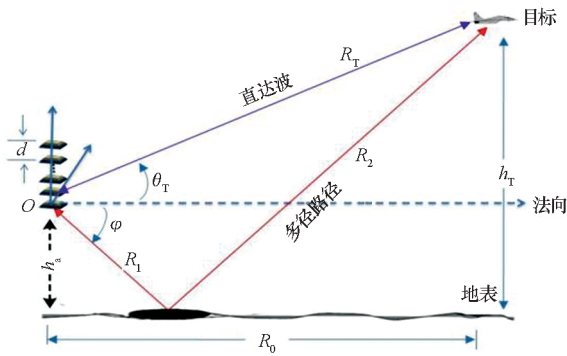


图 3 多径几何观测模型

Fig. 3 Multipath geometric observation model

当低仰角观测时, $R_0 \gg h_T$ 和 $R_0 \gg h_a$, R_s 近似为^[15]

$$\begin{cases} R_T \approx R_0 + \frac{(h_T - h_a)^2}{2R_0} \\ R_s \approx R_0 + \frac{(h_T + h_a)^2}{2R_0} \end{cases} \quad (12)$$

$$R_s \approx R_T + \frac{2h_a h_T}{R_0} = R_T + 2h_a \tan\theta_T + \frac{2h_a^2}{R_T \cos\theta_T} \quad (13)$$

可解得多径散射点位置为 $(R_u, -h_a)$, 其中

$$R_u = \frac{h_a}{\tan(-\arctan(\tan(\theta_T + 2h_a/(R_T \cos\theta_T))))} \quad (14)$$

因此,若设地面复反射系数为 η ,忽略空间传播过程中电磁波的能量衰减,则可知第 k 个发射脉冲信号到达目标处的信号可表示为

$$\begin{aligned} \Gamma(t) = & \sum_{m=1}^M u(t - \tau_{T,k} + \tau_m) \exp[j2\pi f_m(t - \tau_{T,k} + \tau_m)] + \\ & \eta \sum_{m=1}^M u(t - \tau_{s,k} + \tau_m) \exp[j2\pi f_m(t - \tau_{s,k} + \tau_m)] \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $\tau_{T,k}$ 和 τ_m 与式(4)定义相同, $\tau_{s,k} = R_{s,k}/c$ 为多径传播距离对应时延, $R_{s,k}$ 可由 $R_{T,k}$ 关系导出。

若进一步设目标 RCS 记为 σ ,则第 n 个阵元接收的第 k 个脉冲多径回波可表示为

$$\begin{aligned} y_{s,kn}(t) = & \sigma \sum_{m=1}^M u(t - 2\tau_{T,k} + \tau_m + \tau_n) \times \\ & \exp[j2\pi f_m(t - 2\tau_{T,k} + \tau_m + \tau_n)] + \\ & 2\eta\sigma \sum_{m=1}^M u(t - \tau_{s,k} - \tau_{T,k} + \tau_m + \tau_n) \times \\ & \exp[j2\pi f_m(t - \tau_{s,k} - \tau_{T,k} + \tau_m + \tau_n)] + \\ & \eta^2\sigma \sum_{m=1}^M u(t - 2\tau_{s,k} + \tau_m + \tau_n) \times \\ & \exp[j2\pi f_m(t - 2\tau_{s,k} + \tau_m + \tau_n)] \end{aligned} \quad (16)$$

很明显,式(16)回波包含直达—直达、直达—反射、反射—直达以及反射—反射 4 个传播路径回波分量,为了讨论方便, $2\eta\sigma \sum_{m=1}^M u(t - \tau_{s,k} - \tau_{T,k} + \tau_m + \tau_n) \times \exp[j2\pi f_m(t - \tau_{s,k} - \tau_{T,k} + \tau_m + \tau_n)]$ 和 $\eta^2\sigma \sum_{m=1}^M u(t - 2\tau_{s,k} + \tau_m + \tau_n) \times \exp[j2\pi f_m(t - 2\tau_{s,k} + \tau_m + \tau_n)]$ 为多径回波,分别定义为一次多径回波和二次多径回波。经过下变频和脉冲压缩处理后,第 n 个阵元第 m 个接收通道的基带多径回波信号可近似表示为

$$\begin{aligned} y_{s,knm}(t) \approx & \varepsilon_1 \text{sinc}[B(t - \tau_{T,k} - \tau_{s,k})] \times \\ & \exp[-j2\pi f_m(\tau_{T,k} + \tau_{s,k} - \tau_m - \tau_n)] + \\ & \varepsilon_2 \text{sinc}[B(t - 2\tau_{s,k})] \times \\ & \exp[-j2\pi f_m(2\tau_{s,k} - \tau_m - \tau_n)] \end{aligned} \quad (17)$$

其中, ε_1 、 ε_2 均为多径回波分量的系数。 $y_{s,knm}(t)$ 解析表达式为

$$\begin{aligned} y_{s,knm}(t) = & \varepsilon'_1 \text{sinc}\left[B\left(t - \frac{R_T + R_s}{c}\right)\right] \exp\left[j2\pi \frac{d \sin\theta_T}{\lambda_0} (n-1)\right] \times \\ & \exp\left\{j2\pi \left[\frac{d \sin\theta_T}{\lambda_0} - \frac{R_T + R_s}{2\rho_r}\right] (m-1)\right\} + \\ & \varepsilon'_2 \text{sinc}\left[B\left(t - \frac{2R_s}{c}\right)\right] \exp\left[j2\pi \frac{d \sin\theta_T}{\lambda_0} (n-1)\right] \times \\ & \exp\left\{j2\pi \left[\frac{d \sin\theta_T}{\lambda_0} - \frac{R_s}{\rho_r}\right] (m-1)\right\} \times \\ & \exp\left\{j2\pi \left[(k-1)f_d T_r + \frac{f_d T_r}{\rho_r} (m-1)(k-1)\right]\right\} \end{aligned} \quad (18)$$

其中,若令地面复反射系数 $\eta = -1$, σ' 为脉冲压缩输出目标等效 RCS, 则

$$\varepsilon'_1 = -2\sigma' \exp(-j2\pi(R_T + R_s)/\lambda_0) \quad (19)$$

$$\varepsilon'_2 = \sigma' \exp(-j4\pi R_s/\lambda_0) \quad (20)$$

不难发现,多径效应使得回波中产生了 2 项附加项,其与直达波目标回波相似,差异主要体现在距离维主瓣时延和阵列位置相关的空间维。同时,多径回波的多普勒频率与直达波回波相同,均由目标径向运动速度决定。本节仅建立了单个地面反射点的多径回波模型,对于实际波束照射区域内多个反射点多径回波,可通过改变 h_a 获得。

2 米波 OFDM-MIMO 雷达回波特性分析

2.1 米波 OFDM-MIMO 雷达单次快拍回波特性

OFDM-MIMO 雷达第 k 个脉冲快拍回波具有三维结构,如图 4 所示,包含时延对应的距离维、 M 个发射阵元对应的空间维和各阵元 M 个接收通道对应的频率维信息,其中 $\rho_r = c/(2B)$ 为距离维分辨率。

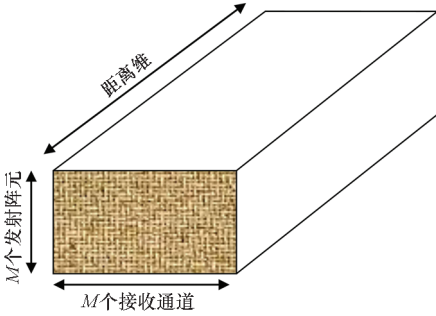


图 4 单次快拍回波结构

Fig. 4 Single snapshot echo structure

当目标、多径距离超过距离分辨率对应时间宽度时,主瓣会出现在不同距离单元,而若时延差小于距离分辨率对应时间宽度时,则会在同一距离单元叠加。相位信息中包含了目标、多径的距离信息,当距离信息给定后,相位信息是与时间 t 无关的量,差异仅为幅度的不同。

因此,第 k 个脉冲第 l 个距离采样回波 $\mathbf{y}_{kl} = [y_{k,11}, y_{k,12}, \dots, y_{k,1N}, y_{k,21}, \dots, y_{k,NN}]^T \in \mathbb{C}^{MM \times 1}$ 为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{kl} = & \xi_{T,kl} \mathbf{a}(\theta_T, R_T) \otimes \mathbf{b}(\theta_T) + \\ & \sum_{i=1}^I \xi_{J,kli} \mathbf{a}\left(\theta_j, \frac{r_j + r_i}{2}\right) \otimes \mathbf{b}(\theta_j) + \\ & \xi_{S1,kl} \mathbf{a}\left(\theta_T, \frac{R_T + R_s}{2}\right) \otimes \mathbf{b}(\theta_T) + \\ & \xi_{S2,kl} \mathbf{a}(\theta_T, R_s) \otimes \mathbf{b}(\theta_T) \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $\xi_{T,kl}$ 、 $\xi_{J,kl}$ 和 $\xi_{S1,kl}$ 分别为目标和多径信号复幅度, $\mathbf{a}(\theta, r) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 和 $\mathbf{b}(\theta) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为发射和接

收导向向量,分别可表示为

$$\begin{aligned} \xi_{T,kl} \approx & \alpha' \text{sinc}\left[B\left(t_l - \frac{2R_T}{c}\right)\right] \times \\ & \exp\left\{j2\pi\left[(k-1)f_d T_r + \frac{f_d T_r}{\rho_r}(m-1)(k-1)\right]\right\} \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \xi_{J,kli} \approx & \beta' \text{sinc}\left[B\left(t_l - \frac{r_j + r_i}{c}\right)\right] \times \\ & \exp\left\{j2\pi\left[(k-1)f_d' T_r + \frac{f_d' T_r}{\rho_r}(m-1)(k-1)\right]\right\} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \xi_{S1,kl} \approx & \varepsilon'_1 \text{sinc}\left[B\left(t_l - \frac{R_T + R_s}{c}\right)\right] \times \\ & \exp\left\{j2\pi\left[(k-1)f_d T_r + \frac{f_d T_r}{\rho_r}(m-1)(k-1)\right]\right\} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \xi_{S2,kl} \approx & \varepsilon'_2 \text{sinc}\left[B\left(t_l - \frac{2R_s}{c}\right)\right] \times \\ & \exp\left\{j2\pi\left[(k-1)f_d T_r + \frac{f_d T_r}{\rho_r}(m-1)(k-1)\right]\right\} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta, r) = & [1, e^{j2\pi\left[\frac{d\sin\theta}{\lambda_0} - \frac{r}{\rho_r}\right]}, \dots, e^{j2\pi(m-1)\left[\frac{d\sin\theta}{\lambda_0} - \frac{r}{\rho_r}\right]}, \dots, \\ & e^{j2\pi(M-1)\left[\frac{d\sin\theta}{\lambda_0} - \frac{r}{\rho_r}\right]}]^T \end{aligned} \quad (26)$$

$$\mathbf{b}(\theta) = [1, e^{j2\pi\frac{d\sin\theta}{\lambda_0}}, \dots, e^{j2\pi(n-1)\frac{d\sin\theta}{\lambda_0}}, \dots, e^{j2\pi(M-1)\frac{d\sin\theta}{\lambda_0}}]^T \quad (27)$$

发射导向向量是距离和角度的二维函数,接收导向向量仅是角度的函数。OFDM-MIMO 雷达阵列本身的收发双程方向图函数为^[16]

$$G(\theta, r) = G_T(\theta, r) G_R(\theta) \quad (28)$$

其中, $G_T(\theta, r)$ 和 $G_R(\theta)$ 为发射和接收方向图,则

$$G_T(\theta, r) = \frac{\sin\left[M\pi\left(\frac{d\sin\theta}{\lambda_0} - \frac{r}{\rho_r}\right)\right]}{\sin\left[\pi\left(\frac{d\sin\theta}{\lambda_0} - \frac{r}{\rho_r}\right)\right]} \exp(j\psi_T(\theta, r)) \quad (29)$$

$$G_R(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{M\pi d\sin\theta}{\lambda_0}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d\sin\theta}{\lambda_0}\right)} \exp(j\psi_R(\theta)) \quad (30)$$

且 $\psi_T(\theta, r) = (M-1)\pi(d\sin\theta/\lambda_0 - r/\rho_r)$, $\psi_R(\theta) = (M-1)\pi d\sin\theta/\lambda_0$ 。

若 $G(\theta, r)$ 取极大值 M^2 , 则 $(\bar{\theta}_{\max}, \bar{r}_{\max})$ 满足

$$\begin{cases} \pi\left(\frac{d\sin\bar{\theta}_{\max}}{\lambda_0} - \frac{\bar{r}_{\max}}{\rho_r}\right) = p\pi & p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ \frac{\pi d}{\lambda_0} \sin\bar{\theta}_{\max} = q\pi & q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (31)$$

由 $\sin(\pi x)$ 的周期性可知

$$\begin{cases} \bar{r}_{\max} = (q-p)\rho_r & p=0, \pm 1, \pm 2\cdots \\ \bar{\theta}_{\max} = \arcsin(q\lambda_0/d) & q=0, \pm 1, \pm 2\cdots \end{cases} \quad (32)$$

对应可导出发射方向图半功率宽度为

$$\begin{cases} \Delta r_{1/2} \approx 0.88\rho_r/M \\ \Delta\theta_{1/2} \approx 0.88\lambda_0/Md \end{cases} \quad (33)$$

米波 OFDM-MIMO 雷达阵列具有距离和角度二维分辨能力,其发射方向图具有距离角度耦合特性,尤其是在距离维具有周期性,频率间隔等于信号带宽,周期对应的距离为 ρ_r ,半功率宽度远小于 ρ_r ;接收方向图则仅是角度 θ 的函数。

相对地,相控阵阵列的方向图可表示为

$$G(\theta) = G_T(\theta)G_R(\theta) \quad (34)$$

其中, $G_T(\theta)$ 和 $G_R(\theta)$ 为发射和接收方向图。忽略共同包络幅度和相位的影响,径向距离 R_T 、角度 θ_T 处米波 OFDM-MIMO 雷达阵列增益为

$$\begin{aligned} G'(\theta_T, R_T) \approx & \left[\exp\left(-j4\pi\frac{R_T}{\lambda_0}\right)G_T(\theta_T, R_T) - \right. \\ & 2\exp\left(-j2\pi\frac{R_T+R_s}{\lambda_0}\right)G_T\left(\theta_T, \frac{R_T+R_s}{2}\right) + \\ & \left. \exp\left(-j4\pi\frac{R_s}{\lambda_0}\right)G_T(\theta_T, R_s) \right] G_R(\theta_T) \end{aligned} \quad (35)$$

当存在多径时该处相控阵雷达增益可表示为

$$\begin{aligned} G'_T(\theta_T) \approx & \left[\exp\left(-j4\pi\frac{R_T}{\lambda_0}\right) - 2\exp\left(-j2\pi\frac{R_T+R_s}{\lambda_0}\right) + \right. \\ & \left. \exp\left(-j4\pi\frac{R_s}{\lambda_0}\right) \right] G_T(\theta_T)G_R(\theta_T) \end{aligned} \quad (36)$$

OFDM-MIMO 雷达中,直达波与多径传播路径存在距离差,一次多径距离差 ΔR_{s1} 可表示为

$$\Delta R_{s1} = \frac{R_T+R_s}{2} - R_T = h_a \tan\theta_T + \frac{h_a^2}{R_T \cos\theta_T} \quad (37)$$

而二次多径距离差 ΔR_{s2} 为

$$\Delta R_{s2} = R_s - R_T = 2h_a \tan\theta_T + \frac{2h_a^2}{R_T \cos\theta_T} \quad (38)$$

显然,若 h_a 和 R_T 取值使得 $\Delta r_{1/2} < \Delta R_{s1}$,则阵列法线方向一次多径和二次多径方向图主瓣在距离维将与直达波方向图主瓣分离。特别地,当一次多径距离差 ΔR_{s1} 满足

$$\Delta R_{s1} = h_a \tan\theta_T + \frac{h_a^2}{R_T \cos\theta_T} = \left(p \pm \frac{1}{2}\right)\rho_r \quad (39)$$

此时,一次多径方向图处于直达波零增益位置,可完全消除一次多径对直达波的抵消,二次多径距离差 ΔR_{s2} 为

$$\Delta R_{s2} = 2h_a \tan\theta_T + \frac{2h_a^2}{R_T \cos\theta_T} = (2p \pm 1)\rho_r \quad (40)$$

即二次多径与直达波主瓣位置近似重合,若相位同向,则会增强主瓣增益。

上面分析表明,给定距离分辨率 ρ_r 时,多径距离差 ΔR_{s1} 和 ΔR_{s2} 随 h_a 正比变化,随 R_T 反比变化,即增大天线高度有可能减小多径影响,且随着 R_T 增大,为减弱多径影响需提高天线高度。此外,给定天线高度,减小 ρ_r 增加多径距离差相对直达波的偏移,也可减小多径的影响。此外,需要指出的是,本节仅从阵列法线方向单次回波的特性,实际上雷达为了覆盖观测空域,常需要改变波束的指向,即进行波束形成处理。而由于阵列方向图的距离依赖特性,米波 OFDM-MIMO 雷达波束形成的权值将与传统相控阵雷达不同。

2.2 米波 OFDM-MIMO 雷达多次快拍回波特性

前一小节,本文利用阵列方向图研究了米波 OFDM-MIMO 雷达单次快拍回波特性,为了实现多脉冲的相参处理,本小节进一步研究其回波多脉冲特性。事实上,目标、多径回波与脉冲维的关系具有统一的表达式,为此,本节仅研究表征脉冲维关系式的变化特性,而忽略复幅度的影响。由此可知,回波各分量脉冲维关系式可表示为

$$\psi(k, m) \approx \exp\left\{j2\pi\left[(k-1)f_d T_r + \frac{f_d T_r (m-1)(k-1)}{\rho_r}\right]\right\} \quad (41)$$

其中, $(m-1)(k-1)f_d T_r / \rho_r$ 为发射频率分集波形后耦合项。第 m 个发射通道的等效多普勒频率为

$$f_{dm} = f_d + \frac{(m-1)}{\rho_r} f_d \quad (42)$$

即各通道等效多普勒频率不同,相邻通道多普勒频差为 f_d / ρ_r , $(M-1)f_d / \rho_r$ 为最大多普勒频差。当 ρ_r 较小时,发射频率分集波形对多普勒频率值产生放大效应。更进一步,对第 m 个发射通道沿脉冲维进行离散傅里叶变换,则幅度谱为

$$|\Psi(f_k, m)| \approx \left| \frac{\sin[\pi K T_r (f_k - f_{dm})]}{\sin[\pi T_r (f_k - f_{dm})]} \right| \quad (43)$$

其中, f_k 为 k 对应的离散频率, K 为脉冲数。由前文结论可知,幅度谱 $|\Psi(f_k, m)|$ 主瓣中心位于 f_{dm} , 主瓣半功率谱宽为 $B_k = 0.88 / K T_r = 0.88 f_r / K$ 。

若相邻通道多普勒频差为 $f_d / \rho_r > B_k$, 则

$$V_r > 0.44 \lambda_0 \rho_r \frac{f_r}{K} \quad (44)$$

等效多普勒频率将会在发射通道间出现走动,且随 K 的增大越发明显。这表明,米波

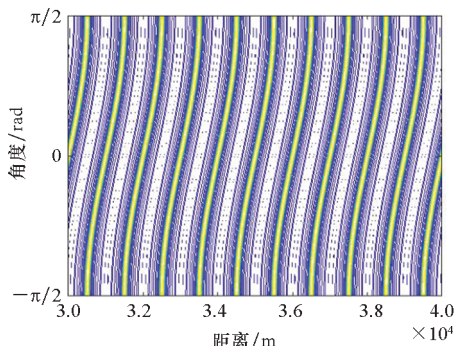
OFDM-MIMO 雷达远程探测时,因 f_r 较小,较高径向速度目标产生的等效多普勒频率与多普勒频率差 $f_{dm} - f_d$ 会超过 B_k ,使得在相干处理时间内各发射通道多普勒频率出现超过 B_k 的走动问题。同时,由离散傅里叶变换性质可知,其可表征的频率范围为 $f_r/2$,这就意味着 f_{dm} 较大时,即 $(m-1)f_d/\rho_r$ 走动超过 $f_r/2$,产生频谱折叠问题。

3 仿真分析

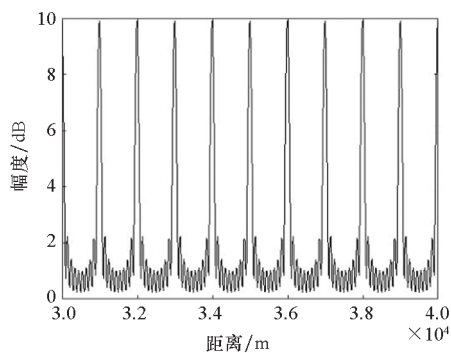
本节主要对米波 OFDM-MIMO 雷达阵列直达波、多径条件下方向图,单次和多次快拍回波进行仿真,设置该雷达载频为 150 MHz,发射信号样式为 LFM 信号,频偏和带宽取值处于 150 kHz ~ 15 MHz 范围,脉冲重复频率为 0.03 s,脉冲宽度为 150;阵列阵元数为 10,阵元间距为 1 m,阵列高度取值 100 ~ 2 000 m。

3.1 仿真 1:直达波方向图仿真

设定 $B = 1.5$ MHz,距离为 30 ~ 31 km,距离采样间隔为 2 m,角度为 $-90^\circ \sim 90^\circ$,采样间隔约为 1.78° ,仿真产生直达波阵列方向图。图 5 给出了发射方向图与其法线角度切片图。由图 5 仿真结果可以看出,OFDM-MIMO 雷达发射方向图呈现距离-角度耦合特性,在距离维以 $\rho_r = 100$ m 为周期等间隔分布,幅度约为 9.9,半功率点宽度约为 8.79 m,其第 1 副瓣电平约为 -13.2 dB,与理论分析吻合;图 6 给出了接收方向图与其法线角度切片图。图 6 接收方向图仅与角度有关,幅度约为 9.9,半功率点宽度约为 0.056π ,等于 10.08° ,其第 1 副瓣电平约为 -12.87 dB,考虑角度采样偏差,结果与理论分析吻合。图 7 给出了收发双程方向图及其切片图。此外,图 7 收发双程方向图也呈现距离周期特性,周期为 $\rho_r = 100$ m,幅度约为 98,距离维半功率点宽度约为 9 m,其第 1 副瓣电平约为 -12.98 dB,而角度维半功率点宽度约为 7.2° ,距离维主瓣宽度和副瓣电平不变,角度维主瓣宽度更窄、副瓣电平更低。

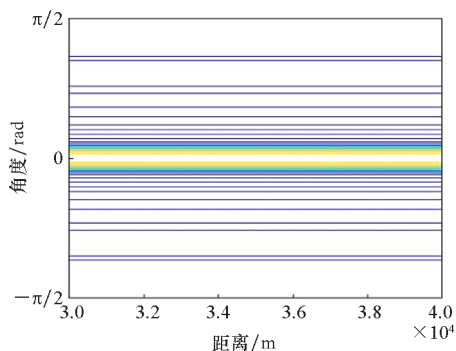


(a) 投影图
(a) Projection

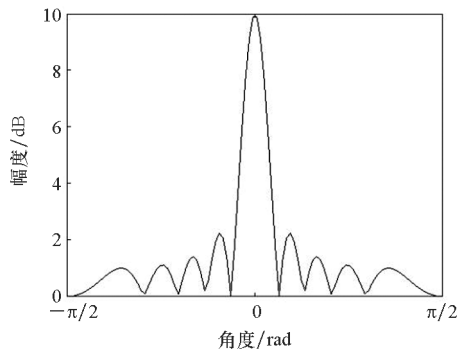


(b) 切片图
(b) Section diagram

图 5 发射方向图与其法线角度切片
Fig. 5 Slicing of emission direction diagram



(a) 投影图
(a) Projection

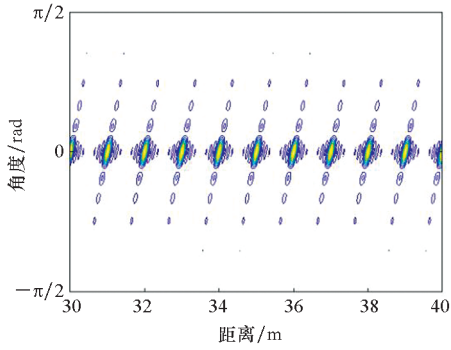


(b) 切片图
(b) Section diagram

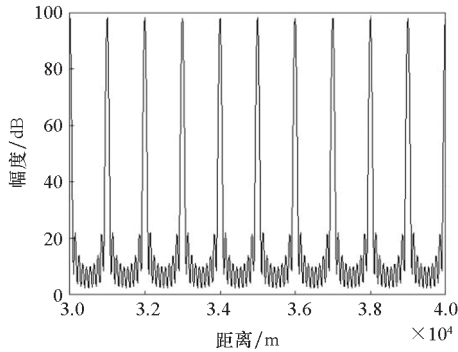
图 6 接收方向图与其法线角度切片
Fig. 6 Receiving pattern and its normal angle section

3.2 仿真 2:多径条件下方向图仿真

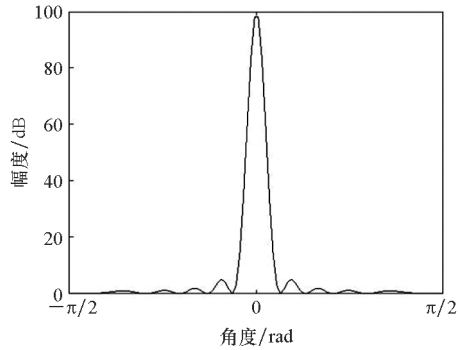
为了测试和验证多径对米波 OFDM-MIMO 雷达收发双程方向图的影响,主要仿真不同天线高度时米波 OFDM-MIMO 雷达双程方向图法线方向功率,并将同等条件下相控阵雷达方向图功率作为对比。实验中首先设定频偏 $B = 1.5$ MHz,直达波主瓣指向 $(30.1 \text{ km}, 0^\circ)$,阵列高度 h_a 取值由 100 m 增加至 2 000 m,其他参数同上,图 8 给出了收发双程方向图功率随阵列高度变化曲线。随



(a) 投影图
(a) Projection



(b) 角度切片图
(b) Angle section diagram



(c) 距离切片图
(c) Distance slice diagram

图 7 收发双程方向图与其切片

Fig. 7 Transceiver dual deviation chart

随着天线高度的增加,米波 OFDM-MIMO 雷达方向图多径条件下更为稳定,天线高度超过 510 m 后(利用 $\Delta r_{1/2} < \Delta R_{s1}$ 求得的 $h_a \approx 514.66$ m),逐渐稳定于 40 dB,很好地抑制多径效果。随天线高度的变化,多径条件下相控阵雷达方向图功率则剧烈起伏,存在较深的低增益区,这反映了方向图存在明显的波瓣分裂问题。

分别设定频偏 $B = 15$ MHz,直达波主瓣对应指向 $(31 \text{ km}, 0^\circ)$ 和 $(30.01 \text{ km}, 0^\circ)$,其他参数同上,多径收发双程方向图功率随阵列高度变化曲线如图 9 所示。增大频偏能提高 OFDM-MIMO 雷

达多径抑制效果,在部分高度出现相干叠加效应,且要求的天线高度也随之降低,如 $B = 15$ MHz 时,功率稳定在 40 dB 所需天线高度约 162.75 m,在 550 m、770 m、945 m 等高度方向图功率约 50 dB。

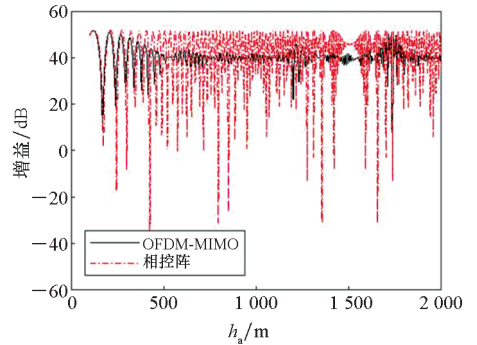


图 8 双程方向图幅度随阵列高度变化曲线
($B = 1.5$ MHz)

Fig. 8 Variation curve of the amplitude of the dual-path pattern with the array height ($B = 1.5$ MHz)

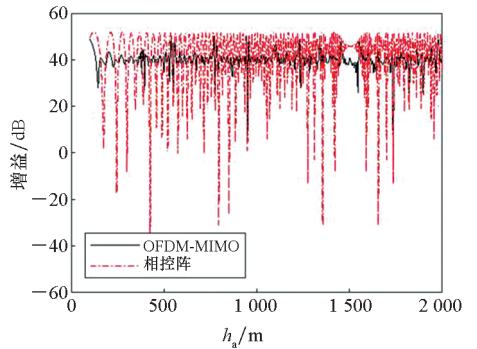


图 9 双程方向图幅度随阵列高度变化曲线
($B = 15$ MHz)

Fig. 9 Curve of variation of amplitude of dual-path pattern with array height ($B = 15$ MHz)

3.3 仿真 3:米波 OFDM-MIMO 雷达回波仿真

设置该雷达发射信号样式为 LFM 信号,频偏 $B = 1.5$ MHz,距离维采样频率取 40 B,脉冲数为 32,阵列高度 $h_a = 520$ m,径向速度为 210 m/s 的目标位置位于 $(30 \text{ km}, 0^\circ)$,其他参数同前。图 10 给出了米波 OFDM-MIMO 雷达第 1 个脉冲回波压缩结果与 M^2 个通道回波相干累积结果,同时给出了相控阵雷达回波。受多径影响,相控阵雷达相干累积回波距离维出现 3 个峰值,存在明显的多径回波,位于 30.26 km 和 30.52 km 处,而目标回波幅度为 8.54×10^5 ,约为小于一次多径回波的一半;而米波 OFDM-MIMO 雷达回波距离维仅包含目标回波峰值,位于 30 km 处,幅度约为 9.16×10^5 ,较好地抑制了多径。

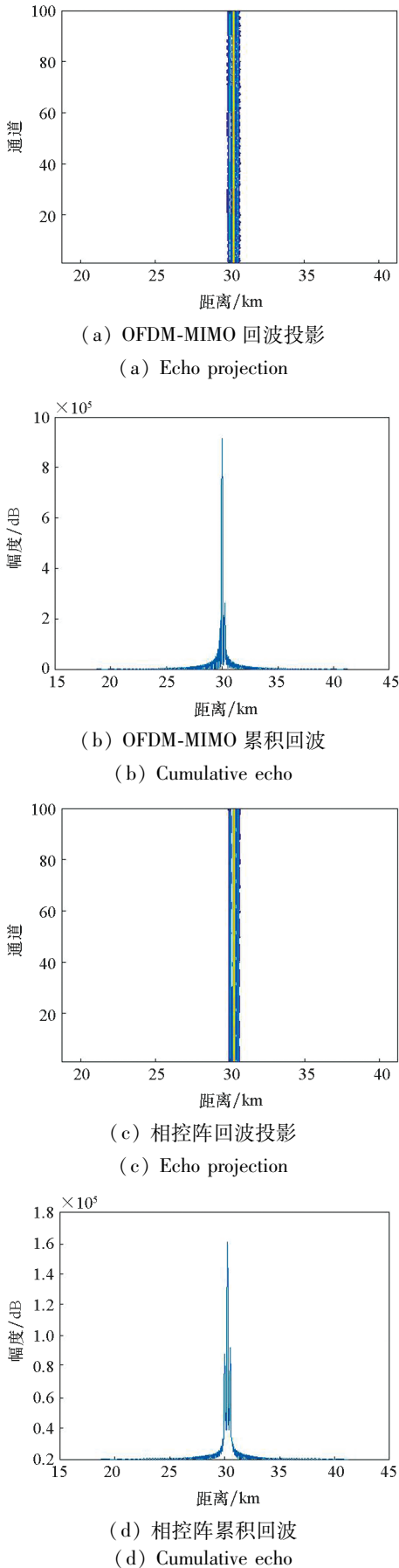


图 10 两种雷达多径回波仿真结果
 Fig. 10 Multipath echo simulation results of two kinds of radar echoes

此外,进一步对图 10 仿真的回波和第 4 阵元 M 个通道脉冲目标距离主瓣回波进行脉冲维离散傅里叶变换,且对相控阵雷达进行同样处理。图 11 给出了两种雷达回波多脉冲处理结果。米波 OFDM-MIMO 雷达回波因发射通道与脉冲维耦合,回波多普勒频率沿通道存在较大变化,出现明显的多普勒单元走动现象,而相控阵雷达则无此现象,与前文分析吻合,进一步证实了前文所建立信号模型和特性分析的正确性。

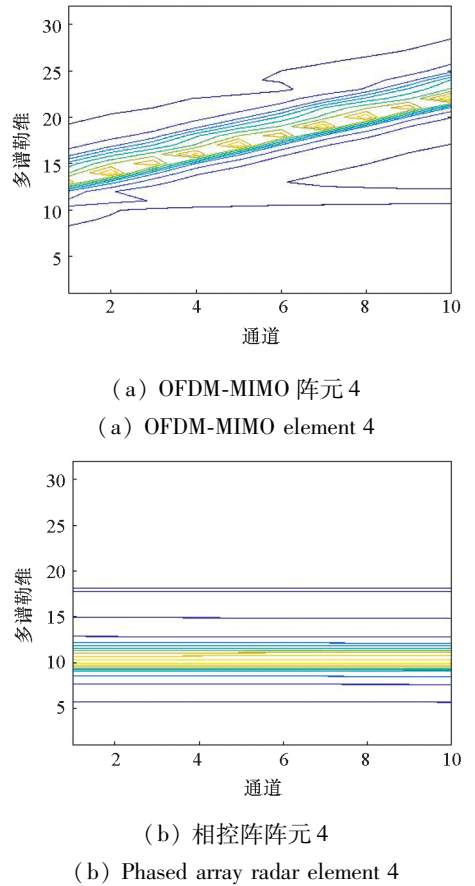


图 11 两种雷达回波多脉冲处理结果
 Fig. 11 Multi-pulse processing results of two kinds of radar echoes

4 结论

本文提出的米波频率分集 MIMO 雷达能够在接收端实现距离依赖波束,从而有效地抑制了多径,改善了波束覆盖性能。理论和仿真都表明,米波频率分集 MIMO 雷达体制具有更优的低空波束覆盖性能,所提的固定频偏设计方法能够实现有效连续覆盖,这对低仰角下的目标检测和跟踪将大有裨益。理论和仿真实验研究表明:

1) 米波 OFDM-MIMO 雷达阵列双程方向图具有距离 - 角度二维分辨能力,因发射频率分集,阵列双程方向图法线方向主瓣距离维以 ρ_r 为周期

分布,半功率宽度(对应于阵列距离分辨力)约为 $0.88\rho_r/M$;阵列双程方向图法线方向主瓣角度维与相控阵雷达一致,半功率宽度(对应于阵列角度分辨力)约为 $0.77\lambda_0/(Md)$ 。

2)米波 OFDM-MIMO 雷达具有明显的多径回波抑制能力,当天线高度 h_a 和径向距离 R_T 满足 $\Delta r_{1/2} < \Delta R_{sl}$ 条件时,因多径与直达波路径存在差别,其可在阵列法线方向实现对多径回波的有效抑制,且随频偏 B 的增大,抑制能力进一步提升。

3)米波 OFDM-MIMO 雷达多脉冲回波存在多普勒单元走动现象,因通道维与脉冲维的耦合,使得脉冲维处理时需要考虑这一走动现象。

参考文献 (References)

- [1] KUSCHELH. VHF/UHF radar part 1: characteristics[J]. Electronics & Communication Engineering Journal, 2002, 14(2): 61-72.
- [2] FISHLER E, HAIMOVICH A, BLUM R S, et al. MIMO radar: an idea whose time has come[C]//Proceedings of IEEE National Radar Conference, 2004: 71-78.
- [3] HASSANIEN A, VOROBYOV S A. Phased-MIMO radar: a tradeoff between phased-array and MIMO radars [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(6): 3137-3151.
- [4] GAO F F, GERAHMAN A B. A generalized ESPRIT approach to direction of arrival estimation[J]. IEEE Signal Processing Letters, 1986, 12(3): 254-257.
- [5] STOICA P P, OTTERSTEN B, VIBERG M, et al. Maximum likelihood array processing for stochastic coherent sources[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(1): 96-105.
- [6] 王文钦, 邵怀宗, 陈慧. 频控阵雷达: 概念、原理与应用[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(4): 1000-1011.
WANG Wenqin, SHAO Huaizong, CHEN Hui. Frequency diverse array radar: concept, principle and application[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2016, 38(4): 1000-1011. (in Chinese)
- [7] 高宽栋. 频控阵雷达阵列优化设计及其目标参数估计方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2016.
GAO Kuandong. Research of optimal array design and parameter estimation on frequency diverse array [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2016. (in Chinese)
- [8] ISLAM M T, ISLAM M T, SAMSUZZAMAN M, et al. Microwave breast imaging using compressed sensing approach of iteratively corrected delay multiply and sum beamforming[J]. Diagnostics, 2021, 11(3): 470-481.
- [9] FAROOQ J, TEMPLE M A, SAVILLE M A. Exploiting frequency diverse array processing to improve SAR image resolution [C]//Proceedings of IEEE National Radar Conference, 2008: 1-5.
- [10] LI X X, WANG D W, MA X Y. Three-dimensional target localization and Cramér-Rao bound for two-dimensional OFDM-MIMO radar[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2017, 2017(1): 1-14.
- [11] XU J W, LIAO G S, ZHU S Q, et al. Joint range and angle estimation using MIMO radar with frequency diverse array[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(13): 3396-3410.
- [12] 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.
- [13] CAGRI C, DEMIC S. Multipath characteristics of frequency diverse arrays over a ground plane[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(7): 3567-3574.
- [14] CHENG Q M, ZHENG S L, ZHANG Q, et al. An integrated optical beamforming network for two-dimensional phased array radar[J]. Optics Communications, 2021, 489: 1-9.
- [15] 刘源, 王洪先, 纠博, 等. 米波 MIMO 雷达低空目标波达方向估计新方法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(3): 622-628.
LIU Yuan, WANG Hongxian, JIU Bo, et al. A new method for DOA estimation for VHF MIMO radar low-angle tracking environment [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2016, 38(3): 622-628. (in Chinese)
- [16] HASSANIEN A, VOROBYOV S A. Phased-MIMO radar: a tradeoff between phased-array and MIMO radars [J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2010, 58(6): 3137-3151.