

# 共置天线的分布式相参 MIMO 雷达布阵优化研究

金 镇<sup>1</sup>, 翡 刚<sup>2</sup>, 曹 哲<sup>1</sup>

(1. 北京无线电测量研究所, 北京 100854; 2. 总装北京局驻北京地区军代室, 北京 100854)

**摘要:** 多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)雷达与传统相控阵雷达相比, 其最大优势在于由天线孔径空间卷积带来的更高的角度分辨率。将多部 X 波段相控阵雷达组成共置天线的分布式相参 MIMO 雷达可以实现更窄的波束宽度, 但随之而来的是严重的栅副瓣问题。以降低 MIMO 雷达稀布阵旁瓣电平为目标, 对共置天线的分布式相参 MIMO 雷达阵地布置进行优化。仿真试验结果显示粒子群算法应用到该最大最小问题是有效和稳健的。

**关键词:** 分布式相参多输入多输出雷达; 平面稀布阵列; 最小最大设计; 粒子群优化

中图分类号: TN 95 文献标志码: A DOI:10.3969/j.issn.1001-506X.2012.12.11

## Optimizing antenna array geometry for distributed coherent MIMO radar with collocated antennas

JIN Zhen<sup>1</sup>, JI Gang<sup>2</sup>, CAO Zhe<sup>1</sup>

(1. Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement, Beijing 100854, China; 2. Representative Office in Beijing Area, Beijing Military Representative Department of General Ministry of Ordnance, Beijing 100854, China)

**Abstract:** Compared with conventional phased array radar, the most distinct advantage of multiple-input multiple-output (MIMO) radar is that it has higher resolution due to the space convolution of the antenna aperture. Several X-band phased array radars can be constructed to form a distributed coherent MIMO radar with collocated antennas for narrower beam, but the trouble accompanying with this is the serious grating lobe. The paper optimizes the antenna array geometry of the distributed coherent MIMO radar with collocated antennas for the aim of reducing the grating lobe of the plane sparse arrays of MIMO radar. The simulation results show that the particle swarm optimization is effective and robust in the min-max design.

**Keywords:** distributed coherent multiple-input multiple-output (MIMO) radar; plane sparse array; min-max design; particle swarm optimization

## 0 引言

近年来, 多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)雷达因其较高的角度分辨率和较好的电子对抗性能成为雷达界研究的热点。国外文献将 MIMO 雷达分为两类:① 共置天线 MIMO 雷达<sup>[1]</sup>或称集中式 MIMO 雷达, 其发射、接收天线阵列以较小的间距集中放置, 目标回波相对于各接收天线不相互独立, 发射天线利用波形分集实现发射通道间正交;② 分置天线 MIMO 雷达<sup>[2]</sup>或称统计 MIMO 雷达, 其接收、发射天线阵列空间位置的间距足够大, 使它们相对于目标所成的角度明显不同, 观测到的目标回波相互独立, 既具有空间几何增益, 又能够利用目标的雷达散射截面(radar cross section, RCS)散射特性获取空间分集增益。为了增加雷达的探测距离, 本文将 MIMO 雷

达推广到由多部 X 波段相控阵雷达组成的稀布阵列, 以实现更大的功率孔径积。本文所述的分布式相参 MIMO 雷达沿直线排列, 其雷达阵列的孔径与远场目标距离相比仍是很小的, 空间目标回波相对于各个单元雷达不相互独立, 仍然属于共置天线 MIMO 雷达, 各个单元雷达之间发射相互正交的波形。但由于单元雷达间距达到波长的十几倍到数十倍, 随之而来的是严重的天线方向图栅副瓣问题。文献[3]采用互熵理论对 L 波段偶极子天线阵列进行优化来降低稀布阵的栅瓣, 得到最大-19.5 dB 的副瓣电平。文献[4]针对 L 波段 MIMO 应用, 采用无限小偶极子模型对由 48 个偶极子天线组成的稀布阵列进行优化, 得到-24 dB 最大副瓣电平。文献[5]采用遗传算法对均匀线阵和均匀圆阵进行优化, 优化后的阵列性能优于均匀线阵和均匀圆阵。与上述应用不同, 本文研究的分布式相参 MIMO 雷达

收稿日期:2012-05-14; 修回日期:2012-08-01。

作者简介:金镇(1980-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为雷达总体技术。E-mail:jz98742@163.com

其单元雷达间距达几十个波长, 故栅瓣问题更为严重。本文将研究分布式相参 MIMO 雷达布阵优化问题, 意在降低由稀布阵带来的严重栅副瓣。

## 1 分布式相参 MIMO 雷达方向图表示

分布式相参 MIMO 雷达示意图如图 1 所示。设分布式相参 MIMO 雷达有  $M$  个发射单元雷达,  $N$  个接收单元雷达,  $M$  与  $N$  可以相同, 也可以取不同的值。发射单元雷达与接收单元雷达可以分开布站, 也可以收发共用。其阵列联合导向矢量为<sup>[6]</sup>

$$\mathbf{y}(\theta) = \mathbf{a}_r(\theta) \otimes \mathbf{a}_t(\theta) =$$

$$[y_{11} \ y_{12} \ \cdots \ y_{1N} \ y_{21} \ y_{22} \ \cdots \ y_{2N} \cdots \ y_{N1} \ y_{N2} \ \cdots \ y_{NN}]^T \quad (1)$$

式中,  $\otimes$  表示 Kronecker 积;  $\mathbf{a}_r(\theta)$  和  $\mathbf{a}_t(\theta)$  分别是接收导向矢量和发射导向矢量, 若单元雷达按直线分布, 则有

$$\mathbf{a}_r(\theta) = [e^{\frac{j2\pi}{\lambda}d_1 \sin \theta} \ e^{\frac{j2\pi}{\lambda}d_2 \sin \theta} \ \cdots \ e^{\frac{j2\pi}{\lambda}d_N \sin \theta}]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_t(\theta) = [e^{\frac{j2\pi}{\lambda}d_1 \sin \theta} \ e^{\frac{j2\pi}{\lambda}d_2 \sin \theta} \ \cdots \ e^{\frac{j2\pi}{\lambda}d_M \sin \theta}]^T \quad (3)$$

式中,  $d_i$  是第  $i$  个单元雷达相位中心到相位参考点  $O$  的距离。

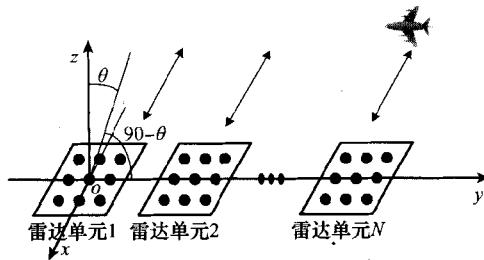


图 1 线性阵列结构

MIMO 雷达根据发射和接收天线的相对位置, 对各接收信号进行相位补偿并求和, 这包括两个等效步骤: ① 对同一接收天线中不同匹配滤波器的输出信号进行相位补偿并求和, 该过程可看作是进行虚拟发射波束形成; ② 对不同接收天线中的信号进行相位补偿并求和, 此为常规的接收波束形成。以上过程称为联合波束形成<sup>[7]</sup>, 波束形成器输出为

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(\theta) &= \mathbf{y}^H(\theta) \cdot \mathbf{y}(\theta_0) = \\ &= (\mathbf{a}_r(\theta) \otimes \mathbf{a}_t(\theta))^H \cdot (\mathbf{a}_r(\theta_0) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_0)) = \\ &= (\mathbf{a}_r^H(\theta) \cdot \mathbf{a}_r(\theta_0)) \otimes (\mathbf{a}_t^H(\theta) \cdot \mathbf{a}_t(\theta_0)) = \\ &= (\mathbf{a}_r^H(\theta) \cdot \mathbf{a}_r(\theta_0)) \cdot (\mathbf{a}_t^H(\theta) \cdot \mathbf{a}_t(\theta_0)) \end{aligned} \quad (4)$$

式中,  $\mathbf{y}(\theta_0) = \mathbf{a}_r(\theta_0) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_0)$ , 是  $\theta_0$  方向的导向矢量。

根据式(4), 联合波束方向图可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(\theta) &= \mathbf{F}_r(\theta) \cdot \mathbf{F}_t(\theta) = \\ &= \left( \sum_{m=1}^M (f_m(\theta) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} d_m (\sin \theta - \sin \theta_0))) \right) \cdot \\ &\quad \left( \sum_{n=1}^N (f_n(\theta) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} d_n (\sin \theta - \sin \theta_0))) \right) \end{aligned} \quad (5)$$

式中,  $\mathbf{F}_r(\theta)$  是相控阵雷达发射方向图;  $\mathbf{F}_t(\theta)$  是相控阵雷达接收方向图;  $f_m(\theta)$  为发射单元雷达方向图;  $f_n(\theta)$  为接收单元雷达方向图;  $\theta_0$  是方向图最大值指向。即 MIMO 雷达联合波束方向图可以表示为相控阵雷达接收方向图与发射方向图的乘积形式, 这也与文献[8]中结论一致。从天线远场辐射电场强度是天线电流孔径分布的傅里叶变换方面考虑, 因 MIMO 雷达等效接收阵列为发射阵列与接收阵列的空间卷积<sup>[6]</sup>, 故其等效接收阵列的方向图可以表示为接收阵列方向图与发射阵列方向图的乘积形式。

## 2 MIMO 雷达布阵优化问题最小最大设计

针对 X 波段分布式相参 MIMO 雷达进行阵列优化。如果想要达到  $0.1^\circ$  的波束宽度, 最大扫描范围  $60^\circ$ , 根据  $\theta_{3 \text{ dB}} = 51\lambda/(D \cos(\theta_B))$ , 其中  $\theta_B$  是天线波束最大值指向, 这里取  $60^\circ$ , 并由  $\theta_{3 \text{ dB}} = 0.1^\circ$ ,  $\lambda = 0.03 \text{ m}$  ( $f_0 = 10 \text{ GHz}$ ), 得  $D = 30 \text{ m}$ 。因为传统相控阵雷达的半功率波束宽度是 MIMO 雷达的 1.4 倍<sup>[9]</sup>, 所以整个 MIMO 雷达阵列孔径为  $21 \text{ m}$  即可实现  $0.1^\circ$  的波束宽度。为达到既节约成本, 又不使栅副瓣电平与均匀线性阵列相比下降太多, 这里在  $21 \text{ m}$  长度内放置 6 个单元雷达, 每个单元雷达由 132 个天线阵元组成, 阵元间距等于半波长。

设第  $n$  个雷达单元与第  $n+1$  个雷达单元阵面中心间的距离表示为  $L_n$ , 坐标原点位于单元雷达 1 的中心, 如图 1 所示。分布式相参 MIMO 雷达布阵优化问题可表述为, 求解单元雷达间距  $\mathbf{D} = [L_1, L_2, \dots, L_{N-1}]$ , 满足单元雷达间距约束, 使该阵列的峰值旁瓣电平最小, 即

$$\min \max (G(\theta)_{\theta \in \text{SL}})$$

$$\text{s. t. } G(\theta)_{\theta \in \text{ML}} = 0$$

$$L_{\min} < L_n < L_{\max}; n = 1, 2, \dots, N-1 \quad (6)$$

式中,  $G(\theta) = 20 \lg [|F(\theta)| / \max(|F(\theta)|)]$ ,  $\max(G(\theta)_{\theta \in \text{SL}})$  是 MIMO 雷达方向图副瓣电平的最大值,  $G(\theta)_{\theta \in \text{ML}}$  是 MIMO 雷达方向图主瓣电平值。该约束条件目的是使其主瓣宽度保持不变条件下, 使副瓣电平最大值最小, 该问题是一个最小最大设计。

$L_{\max}$  与  $L_{\min}$  分别为相邻单元雷达阵面中心距离的上限与下限, 这里分别取值为  $10 \text{ m}$  和  $3 \text{ m}$ 。 $N$  是单元雷达数, 如前所述等于 6。

由于目标函数是一个非线性函数, 故考虑采用成熟的非线性优化算法进行优化, 本文中采用粒子群算法。粒子群算法因其代码量小, 收敛速度快, 对连续变量全局最优解的寻找能力较强, 在天线方向图优化中得到了广泛应用<sup>[10-11]</sup>。

优化的目标函数与约束条件中变量为单元雷达间距  $\mathbf{D}$ 。兼顾问题规模与求解速度, 本文算法选用 50 个粒子, 每个粒子代表一组可能的解, 优化过程是并行迭代进行的。每一次迭代过程记录每个粒子的个体最优值  $\mathbf{P}_{i-1}$  和

整个粒子群的全局最优值  $G_{t-1}$ , 变量  $\mathbf{D}$  的迭代过程有

$$\mathbf{D}_t = \mathbf{D}_{t-1} + \mathbf{V}_t \quad (7)$$

$$\mathbf{V}_t = \omega \mathbf{V}_{t-1} + c_1 \eta_1 (\mathbf{P}_{t-1} - \mathbf{D}_{t-1}) + c_2 \eta_2 (G_{t-1} - \mathbf{D}_{t-1}) \quad (8)$$

$\mathbf{V}_t$  是粒子速度, 它受到个体最优值  $\mathbf{P}_{t-1}$  和全局最优值  $G_{t-1}$  的共同影响, 就如同受到个体认知和社会影响的合力作用<sup>[12-13]</sup>。这种影响被建模为类似两根弹簧的连接,  $c_1$  和  $c_2$  是两根弹簧的胡克常量, 为了收敛的缘故通常取值  $c_1 = c_2 = 2$ <sup>[14]</sup>。为了使粒子行为具有随机性,  $c_1$  和  $c_2$  被乘以随机系数  $\eta_1$  和  $\eta_2$ ,  $\eta_1$  和  $\eta_2$  是服从  $(0, 1)$  间均匀分布的随机变量。 $\omega$  表示了粒子先前速度对当前速度的影响程度, 从而起到平衡算法全局搜索和局部搜索能力的作用。实验表明, 较大的惯性权重可以加强算法的全局搜索能力, 反之可以加强算法的局部搜索能力, 为了得到更好的算法搜索性能, 本文中采用指数递减的惯性权重<sup>[15]</sup>,  $\omega = (\omega_{\text{start}} - \omega_{\text{end}} - u_1) \cdot \exp(1/(1+u_2 \cdot t/t_{\text{max}}))$ 。 $\omega_{\text{start}}$  和  $\omega_{\text{end}}$  分别表示初始和最终惯性权重,  $u_1$  和  $u_2$  是控制因子, 目的是控制  $\omega$  在  $\omega_{\text{start}}$  和  $\omega_{\text{end}}$  间取值,  $t$  是当前迭代次数,  $t_{\text{max}}$  是最大迭代次数。

### 3 MIMO 雷达布阵优化仿真结果与分析

#### 3.1 分布式相参 MIMO 雷达优化结果

分别对由收发共用和收发分开的分布式相参 MIMO 雷达线性阵列进行优化, 优化的阵地布置结果如图 2 和图 3 所示。形成波束方向图如图 4 所示。方向图由雷达阵列在 Y 轴方向的孔径决定, 收发共用 MIMO 雷达优化结果得到  $-22$  dB 的峰值副瓣电平 (peak side lobe level, PSLL), 而收发分开 MIMO 雷达可以实现  $-26$  dB 的 PSLL, 与均匀线性阵列的方向图相当, 但其成本则比天线单元间距半波长的无栅瓣均匀线性阵列大为节省。



图 2 收发共用 MIMO 雷达优化阵列布置

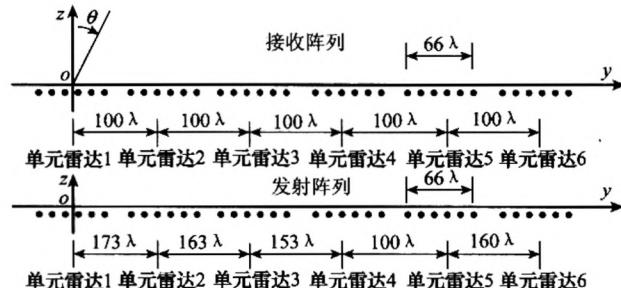


图 3 收发分开 MIMO 雷达优化阵列布置

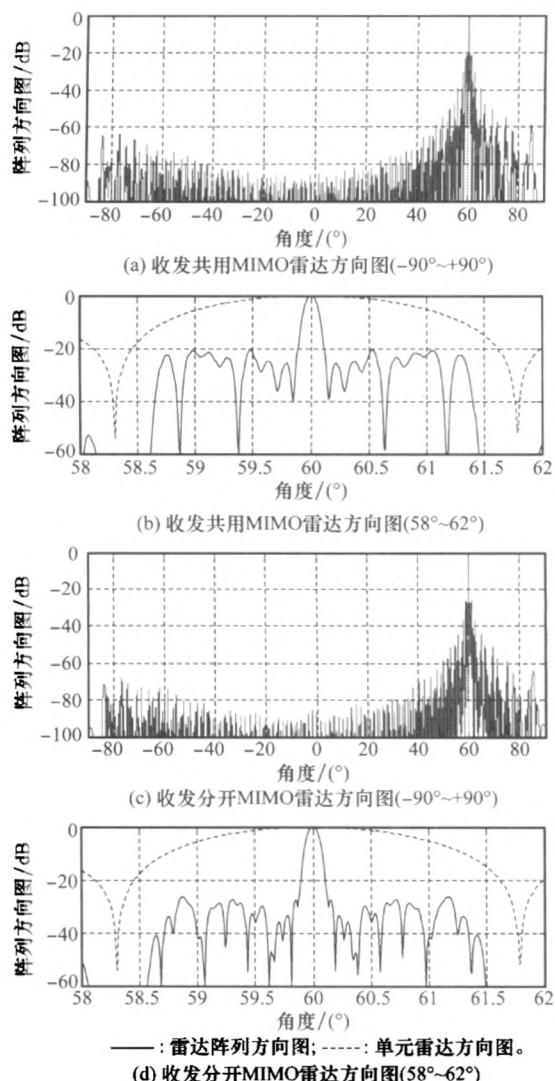


图 4 分布式相参 MIMO 雷达方向图

在分布式相参 MIMO 雷达中, 栅瓣的位置由各天线相位中心之间距离决定。针对单元雷达间距均匀布置的情况下, 不扫描时, 栅瓣位置由  $\sin \theta = n\lambda/d$  决定, 其中  $\theta$  是栅瓣所在角度,  $n$  是正整数,  $\lambda$  是雷达工作波长,  $d$  是单元雷达间距。单元雷达采取参差间距后, 只有在某一角度上相对于不同单元雷达间距同时出现栅瓣时, 才会形成参差后的合成栅瓣, 即参差后的栅瓣所对应的角度为

$$\sin \theta = \frac{n_1 \lambda}{d_1} = \frac{n_2 \lambda}{d_2} = \cdots = \frac{n_{m-1} \lambda}{d_{m-1}} \quad (9)$$

式中,  $n_1, n_2, \dots, n_{m-1}$  为正整数;  $d_{m-1}$  是第  $m$  个单元雷达与第  $m-1$  个单元雷达之间距。

将单元雷达间采用均匀间距的雷达阵列方向图与单元雷达间采用参差间距的雷达阵列方向图做对比, 绘制方向图如图 5 与图 6 所示, 其中图 5 对应单元雷达间为均匀间距  $100\lambda$  的情况, 图 6 对应图 2 得到的优化后的参差间距情况。由  $\sin \theta = n\lambda/d$  得到图 5 的第一栅瓣位置在  $0.57^\circ$ , 处

于单元雷达主瓣内, 因此在雷达阵列方向图中形成一个较高副瓣。由式(9)得到图 6 的第一副瓣位置在  $5.74^\circ$ , 处于单元雷达副瓣范围, 雷达阵列方向图副瓣由参差后阵因子曲线不平坦所导致的。

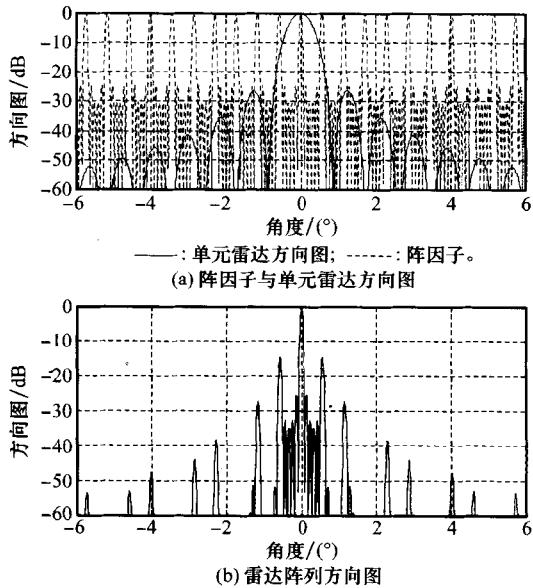


图 5 单元雷达间均匀间距的阵列方向图

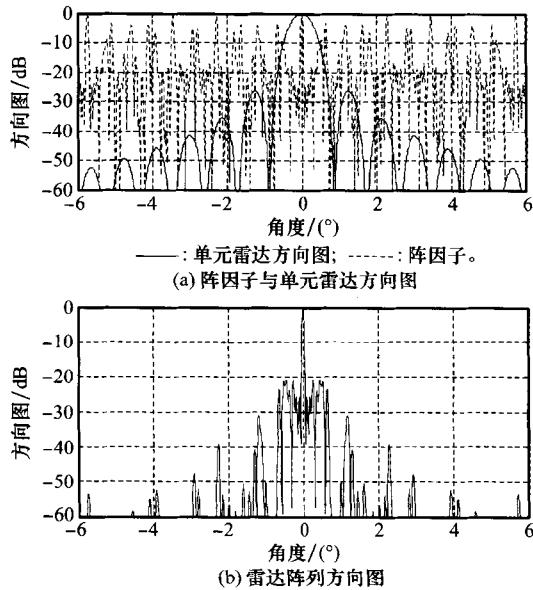


图 6 单元雷达间参差间距的阵列方向图

### 3.2 单元雷达位置误差对分布式 MIMO 雷达方向图影响分析

考虑单元雷达位置误差对分布式 MIMO 雷达方向图影响, 并假设  $\theta_0$  等于  $0^\circ$ , 式(5)可改写为

$$F(\theta, \Delta d_i) = \left( \sum_{m=1}^M (f_m(\theta) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (d_m + \Delta d_m) \sin \theta)) \right) \cdot$$

$$\left( \sum_{n=1}^N (f_n(\theta) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (d_n + \Delta d_n) \sin \theta)) \right) \quad (10)$$

其中单元雷达位置误差  $\Delta d_i$  是一个随机变量, 服从某种概率分布, 不同单元雷达的位置误差是相互独立且服从相同概率分布的随机变量。可见, MIMO 雷达方向图是单元雷达位置误差的函数, 是一个随机变量。

论证系统方案时, 希望了解在某一特定角度  $\theta$  上, 副瓣主瓣比不超过某一给定值  $R_T$  的概率, 即

$$p[R(\theta) < R_T] = \int_0^{R_T} p(R(\theta)) dR(\theta) \quad (11)$$

式中,  $R(\theta) = F(\theta) / F(\theta_0)$  为副瓣主瓣比; 设副瓣位置在  $\theta$ ; 主瓣位置在  $\theta_0$ 。因为只考虑单元雷达位置误差,  $F(\theta_0)$  是常数不受位置误差影响, 所以, 可将  $p[R(\theta) < R_T]$  转化为求  $p[F(\theta) < F_T]$ 。虽然  $F$  的概率分布解析形式不易求出, 但根据切比雪夫不等式, 如需要计算主副瓣比在某角度变化  $3 \text{ dB}$  的概率, 因  $20 \lg (1.4) = 3$ , 所以只需计算

$$p[|F(\theta) - E(F(\theta))| \geq 0.4E(F(\theta))] \leq \frac{D(F(\theta))}{(0.4E(F(\theta)))^2} \quad (12)$$

式中,  $E(F(\theta))$  与  $D(F(\theta))$  分别代表 MIMO 雷达方向图的期望与方差。收发共用 MIMO 雷达联合波束方向图  $F$  的期望与方差可表示为

$$E(F) = E(F_t^2) = f^2(\theta) \cdot \left[ \sum_{i=1}^N \Phi(2) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} 2d_i \sin \theta) + \sum_{i=1}^N \sum_{\substack{k=1, \\ i \neq k}}^N \Phi^2(1) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (d_i + d_k) \sin \theta) \right] \quad (13)$$

$$D(F) = D(F_t^2) = E(|F_t^2 - E(F_t^2)|^2) = E(|F_t|^4) - |E(F_t^2)|^2 \quad (14)$$

$$E(|F_t|^4) = E(F_t^2 \cdot F_t^{*2}) = |f(\theta)|^4 \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N (E(e^{j\Delta\phi_i}) \cdot e^{j\Delta\phi_k}) \quad (15)$$

式中,  $f(\theta)$  是单元雷达方向图;  $N$  是单元雷达数;  $\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (d_i + d_k - d_m - d_n) \sin \theta$ ;  $\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} (\Delta d_i + \Delta d_k - \Delta d_m - \Delta d_n) \sin \theta$ ;  $\Phi(k) = \int p(\Delta\phi_i) \exp(jk\Delta\phi_i) d(\Delta\phi_i)$  是随机变量  $\Delta\phi_i = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d_i \sin \theta$  的特征函数。如果假设单元雷达位置误差  $\Delta d$  服从  $[-a, a]$  间均匀分布, 则  $\Phi(k)$  可以表示为

$$\Phi(k) = \text{sinc}(k \frac{2\pi}{\lambda} a \sin \theta) \quad (16)$$

假设单元雷达位置误差在  $[-0.1 \text{ m}, 0.1 \text{ m}]$  间均匀分布, 由式(13)~式(16)计算图 2 所示的收发共用 MIMO 雷达联合波束方向图  $F$  的期望与方差, 并表示在图 7 中。计算图 2 所示收发共用 MIMO 雷达联合波束方向图主副瓣比, 在 PSLL 处变化  $3 \text{ dB}$  的概率小于 0.102, 不会影响雷达性能。与上述计算过程类似, 可得收发分开的 MIMO 雷达方向图主副瓣比在 PSLL 处变化  $3 \text{ dB}$  的概率, 这里不再赘述。

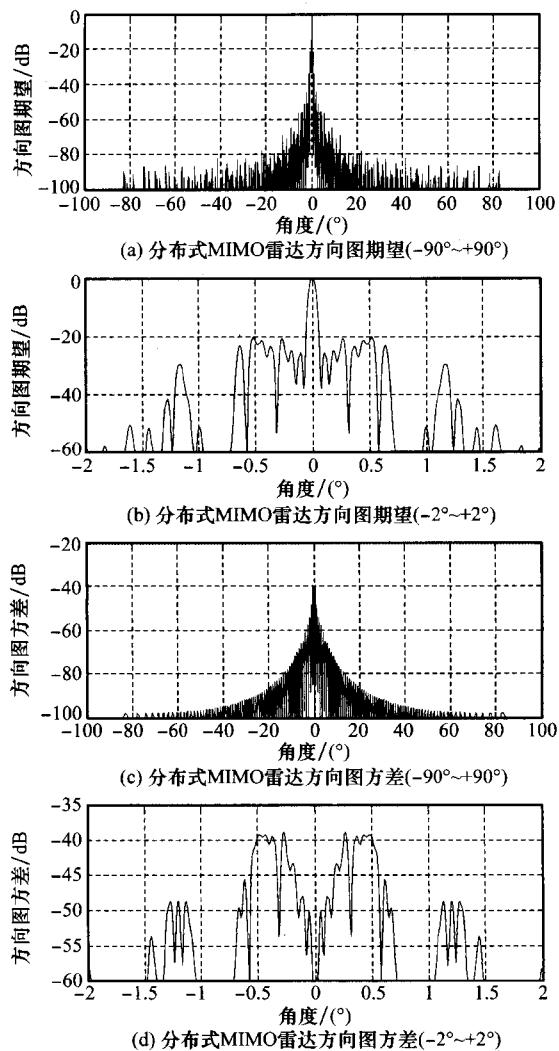


图 7 单元雷达位置误差对分布式 MIMO 雷达联合波束方向图影响

## 4 结 论

本文针对分布式相参 MIMO 雷达副瓣严重的问题, 对其方向图函数进行推导, 将分布式相参 MIMO 雷达 PSLL 优化问题建模为最小最大设计问题, 并针对具体模型采用粒子群算法进行优化仿真。仿真结果表明, 收发共用的分布式相参 MIMO 雷达波束方向图 PSLL 为  $-20$  dB, 收发分开的分布式相参 MIMO 雷达波束方向图 PSLL 为  $-26$  dB, 已达到与天线单元间距半波长的无栅瓣均匀线性阵列 PSLL 相当的性能。在此基础上, 本文分析了单元雷达位置误差对分布式 MIMO 雷达联合波束方向图的影响, 结果表明在 PSLL 处副瓣电平变化  $3$  dB 的概率很小, 不会影响雷达正常工作性能。通过上述问题的分析, 显示了粒子群算法应用到分布式相参 MIMO 雷达布阵优化最大最小问题的有效性和稳健性。本文以 X 波段相控阵雷达为例, 介绍了分布式相参 MIMO 雷达布阵优化方法, 而且该方法对其他波段雷达, 如 P、L、C 等波段雷达的阵列优化同样具有指导意义。

## 参考文献:

- [1] Li J, Stoica P. MIMO radar with colocated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 106–114.
- [2] Alexander M, Rick S. MIMO radar with widely separated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(1): 116–129.
- [3] Pierre M, Emilia T. Sparse antenna array optimization with the cross-entropy method[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2011, 59(8): 2862–2871.
- [4] Shaya K, Ahmed K. Antenna array optimization using dipole models for MIMO applications[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2011, 59(8): 2862–2871.
- [5] Manuel O, André L. MIMO array capacity optimization using a genetic algorithm[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2011, 60(6): 2471–2480.
- [6] Bekkerman I, Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(10): 3873–3883.
- [7] Li J, Stoica P. *MIMORadar signal processing*[M]. New York: Wiley, 2009.
- [8] Robey F, Coutts S. MIMO radar theory and experimental results[C]// Proc. of the 37th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004: 300–304.
- [9] 黄文俊, 李军. 基于 MIMO 雷达的振幅和差式单脉冲测角分析[J]. 中国雷达, 2011, 15(2): 36–40. (Huang W T, Li J. Study on amplitude-sum-difference monopulse angle measurement based on MIMO radar[J]. *China Radar*, 2011, 15(2): 36–40.)
- [10] Khan A, Brown A. Difference pattern synthesis using a particle swarm optimizer[C]// Proc. of the Loughborough Antennas and Propagation Conference, 2009: 329–332.
- [11] Jin N, Rahmat Y. Advances in particle swarm optimization for antenna design: real-number, binary, single-objective and multiobjective implementations[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2007, 55(3): 556–567.
- [12] Chatterjee A, Rakshit A. A random spatial lbest PSO-based hybrid strategy for designing adaptive fuzzy controllers for a class of nonlinear systems[J]. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 2012, 61(6): 1605–1612.
- [13] Jin N, Rahmat Y. Parallel particle swarm optimization and finite difference time-domain (PSO/FDTD) algorithm for multi-band and wide-band patch antenna designs[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2005, 53(11): 3459–3568.
- [14] Fernandez M, Garcia G. Stochastic stability analysis of the linear continuous and discrete PSO models[J]. *IEEE Trans. on Evolutionary Computation*, 2011, 15(3): 405–423.
- [15] 高岳林, 李会荣. 非线性约束优化问题的混合粒子群算法[J]. 计算数学, 2010, 32(2): 135–146. (Gao Y, Li H R. Hybrid particle swarm algorithm of nonlinear constraint optimization problems[J]. *Mathematica Numerica Sinica*, 2010, 32(2): 135–146.)

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养, 更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果, 又能免除您舟车劳顿的辛苦, 学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲, 结合实际工程案例, 直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>