

毫米波共形相控阵雷达导引头的阵列稀布优化

齐飞林 刘 峥 杨雪亚 张守宏

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘 要: 该文针对毫米波共形相控阵天线阵列稀布引起的栅瓣问题,提出了一种最优极化(交叉极化电平最小)条件下的阵列稀布优化准则。该方法首先建立毫米波共形相控阵雷达导引头极化辐射方向图的数学模型,通过对圆极化和线极化两种极化方式下交叉极化电平的比较,选取最优极化方式,选定阵列稀布优化的两组基本参数,然后利用改进的粒子群进化(MPSO)算法优化两组参数条件下的阵元分布,对比阵元分布优化后的天线方向图确定阵列稀布优化的基本准则,来有效抑制由于阵列单元稀布而引发的栅瓣效应。仿真试验证明该准则的合理性。

关键词: 毫米波雷达;极化;阵列优化;雷达导引头

中图分类号: TN958.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)12-2869-07

Optimization of Thinned Array for Millimeter Wave Radar Seeker with Conformal Phased Array

Qi Fei-lin Liu Zheng Yang Xue-ya Zhang Shou-hong

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: A novel criterion for thinning array optimization based on optimal polarization (minimization of the cross-polarization level) is proposed to suppress the cross-polarization level and solve the problem of grating lobes arisen from thinning array in millimeter wave conical phased array. The mathematical model based on the radiation pattern of the radar seeker polarization is developed firstly. Then the optimal polarization mode is chosen by comparing the cross-polarization level of circular polarization with that of linear polarization, and two groups basic parameters are determined sequentially. Finally the Modified Particle Swarm Optimization(MPSO) algorithm is applied to optimize the configurations of the elements under two groups of parameters, and then the criterion for thinned array optimization is obtained by compare the array patterns of the two configurations, thus the grating lobes are effectively suppressed. Simulation results verify the rationality of the proposed principle.

Key words: Millimeter wave radar; polarization; Array optimization; Radar seeker

1 引言

共形相控阵天线阵列^[1,2]能够赋予导弹、飞机、无人飞行器等飞行载体以更优越的空气动力学性能。由于去除了精密万向伺服跟踪系统及其附件以及共形相控阵天线单元的外部表面安装,进而可以利用这一部分载荷和空间安装其他传感器或设备,为导弹等武器装备实现毫米波/红外双模以及多模精确制导提供了有利条件。此外,共形相控阵天线阵列还可以提供360°空间的快速扫描和全向覆盖,而这是传统机械扫描天线根本不具备的特性。

正是由于共形相控阵天线阵列所具备的这些技术优势,本文结合毫米波共形相控阵雷达导引头的设计,着重研究以下两点:(1)毫米波共形相控阵雷达导引头在不同极化方式下的交叉极化电平性能;(2)由于共形相控阵雷达导引头采用毫米波体制,使

得导弹头部口径与工作波长相比较而言具有较大的孔径尺寸比,若按照传统天线阵列布置各个辐射单元,则天线阵列规模极其庞大,这既不利于后续的阵列信号处理也不利于有效节省成本,因而必须采用阵元稀布体制,然而阵元的稀布则会引起阵列天线方向图的栅瓣效应,因此必须研究在阵元稀布条件下的最佳阵列布阵优化。

2 毫米波共形相控阵雷达导引头的极化辐射方向图

由于共形曲面上的各个天线单元最大辐射指向不同,同时各个天线单元的极化分量对于同一波束指向也并非呈现同相叠加状态,因而对总的辐射方向图的贡献大小也各不相同。对于每个远场点,就必须把单个辐射元的贡献相迭加。本文研究的对象为稀布共形相控阵天线阵列,因此未予考虑各辐射单元之间的互耦效应对单元天线辐射方向图的影响。

首先建立如图 1 所示的圆锥共形相控阵天线阵列的笛卡尔坐标系 (x, y, z) , \mathbf{u}_x , \mathbf{u}_y 以及 \mathbf{u}_z 分别是 x 轴、 y 轴以及 z 轴方向的单位矢量, 该坐标系遵循右手定则, 圆锥顶点位于坐标原点, 圆锥角 θ_0 即为圆锥母线与 Z 轴正向之间的夹角, 圆锥曲面上第 n 个阵元与 X 轴正向之间的夹角为 φ_n , 其所在的圆半径为 r_n , 则第 n 个阵元的坐标矢量给定如下 $\mathbf{R}_n = (x_n, y_n, z_n) = (r_n \sin \theta_0 \cos \varphi_n, r_n \sin \theta_0 \sin \varphi_n, r_n \cos \theta_0)$, 阵元质心笛卡尔坐标系如图 1 中 (x', y', z') 所示, 其中 $\mathbf{u}_{x'}$ 、 $\mathbf{u}_{y'}$ 以及 $\mathbf{u}_{z'}$ 分别是 x' 轴、 y' 轴以及 z' 轴方向的单位矢量, 它们分别表示如下:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{u}_{x'} &= \sin \theta_0 \cos \varphi_n \mathbf{u}_x + \sin \theta_0 \sin \varphi_n \mathbf{u}_y + \cos \theta_0 \mathbf{u}_z \\ \mathbf{u}_{y'} &= -\sin \varphi_n \mathbf{u}_x + \cos \varphi_n \mathbf{u}_y + 0 \mathbf{u}_z \\ \mathbf{u}_{z'} &= -\cos \theta_0 \cos \varphi_n \mathbf{u}_x - \cos \theta_0 \sin \varphi_n \mathbf{u}_y + \sin \theta_0 \mathbf{u}_z \end{aligned} \right\} (1)$$

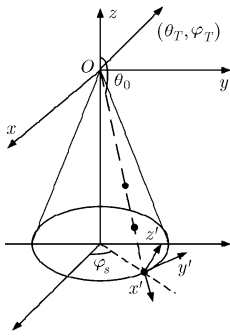


图 1 圆锥共形相控阵天线阵列的坐标系

(θ_T, φ_T) 为目标在阵列坐标系下的波束指向, (θ'_n, φ'_n) 为目标经过坐标系变换后在第 n 个阵元质心坐标系下的波束指向, 因此第 n 个阵元在其阵元质心坐标系下的远场辐射方向图的贡献大小为 $E'_n(\theta'_n, \varphi'_n)$, 于是第 n 个阵元在阵列坐标系以及阵元质心坐标系下的远场辐射方向图通常可以用下述矢量公式表示:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{E}_n(\theta'_n, \varphi'_n) &= E_\theta(\theta'_n, \varphi'_n) \boldsymbol{\theta} + E_\varphi(\theta'_n, \varphi'_n) \boldsymbol{\varphi} \\ \mathbf{E}'_n(\theta'_n, \varphi'_n) &= E_{\theta'}(\theta'_n, \varphi'_n) \boldsymbol{\theta}' + E_{\varphi'}(\theta'_n, \varphi'_n) \boldsymbol{\varphi}' \end{aligned} \right\} (2)$$

其中 E_θ 和 E_φ 分别为阵元质心坐标系下的 θ' 和 φ' 分量, 通过适当的坐标系变换可将 $E'_n(\theta'_n, \varphi'_n)$ 转换成阵列坐标系下的单元辐射方向图 $E'_n(\theta'_n, \varphi'_n)$ 。于是共形天线阵列的总的天线辐射方向图可用下式表示:

$$\mathbf{E}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n E_n(\theta'_n, \varphi'_n) \exp(jK\mathbf{R}_n(\mathbf{R} - \mathbf{R}_T)) \quad (3)$$

其中 $\mathbf{R} = (\sin \theta \cos \varphi, \sin \theta \sin \varphi, \cos \theta)$, $\mathbf{R}_T = (\sin \theta_T \cos \varphi_T, \sin \theta_T \sin \varphi_T, \cos \theta_T)$, I_n 为第 n 个阵元的激励系数。

由于共形天线阵列合成后的远场辐射方向图 $\mathbf{E}(\theta, \varphi)$ 是在阵列坐标系下的矢量表示, 而单元辐射

方向图 $E'_n(\theta'_n, \varphi'_n)$ 则是阵元质心坐标系下的矢量表示, 因此需要将阵元质心坐标系下天线方向图的矢量表示转换成阵列质心坐标系下天线方向图的矢量表示, 其变换关系表示如下:

$$\begin{pmatrix} E_R(\theta'_n, \varphi'_n) \\ E_\theta(\theta'_n, \varphi'_n) \\ E_\varphi(\theta'_n, \varphi'_n) \end{pmatrix} = \mathbf{D}_{nRP} * \mathbf{R}_{nM} * \mathbf{D}'_{nPR} * \begin{pmatrix} 0 \\ E_{\theta'}(\theta'_n, \varphi'_n) \\ E_{\varphi'}(\theta'_n, \varphi'_n) \end{pmatrix} \quad (4)$$

这里 \mathbf{D}'_{nPR} 是一个转换矩阵, 它将单元辐射方向图由极坐标表示转换成笛卡尔坐标表示, 转换矩阵 \mathbf{R}_{nM} 即是把第 n 个天线单元的局部笛卡尔坐标表示转换成阵列坐标系下的笛卡尔坐标表示, 转换矩阵 \mathbf{D}_{nRP} 则是将单元辐射方向图由阵列坐标系下的笛卡尔坐标表示转换成极坐标表示。其中 \mathbf{D}'_{nPR} 可以表示如下:

$$\mathbf{D}'_{nPR} = \begin{pmatrix} \sin \theta'_n \cos \varphi'_n & \cos \theta'_n \cos \varphi'_n & -\sin \varphi'_n \\ \sin \theta'_n \sin \varphi'_n & \cos \theta'_n \sin \varphi'_n & \cos \varphi'_n \\ \cos \theta'_n & -\sin \theta'_n & 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

很明显转换矩阵 \mathbf{D}'_{nPR} 是一个正交阵, 有下述关系成立:

$$\mathbf{D}'_{nPR} = \mathbf{D}'_{nPR}{}^{-1} = \mathbf{D}'_{nPR}{}^T \quad (6)$$

其中上标 T 表示的是矩阵的转置。 \mathbf{D}_{nRP} 则是通过将式(6)中的 (θ'_n, φ'_n) 参数换成 (θ_T, φ_T) 代入 \mathbf{D}'_{nPR} 即可得到。

转换矩阵 \mathbf{R}'_{nM} 用于将第 n 个天线单元自身的笛卡尔坐标表示转换成阵列坐标系下的笛卡尔坐标表示, 其变换关系如下式:

$$\mathbf{R}'_{nM} = \begin{pmatrix} \sin \theta_0 \cos \varphi_n & \sin \theta_0 \sin \varphi_n & \cos \theta_0 \\ -\sin \varphi_n & \cos \varphi_n & 0 \\ -\cos \theta_0 \cos \varphi_n & -\cos \theta_0 \sin \varphi_n & \sin \theta_0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

很明显 \mathbf{R}'_{nM} 也是一个正交矩阵, 它与 \mathbf{R}_{nM} 之间也必然存在如下关系:

$$\mathbf{R}_{nM} = \mathbf{R}'_{nM}{}^{-1} = \mathbf{R}'_{nM}{}^T \quad (8)$$

于是, 式(3)可以被改写成下述公式表示:

$$\begin{pmatrix} E_R(\theta, \varphi) \\ E_\theta(\theta, \varphi) \\ E_\varphi(\theta, \varphi) \end{pmatrix} = \sum_{n=1}^N I_n \exp(jK\mathbf{R}_n(\mathbf{R} - \mathbf{R}_T)) * \mathbf{D}_{nRP} * \mathbf{R}_{nM} * \mathbf{D}'_{nPR} * \begin{pmatrix} 0 \\ E_{\theta'}(\theta'_n, \varphi'_n) \\ E_{\varphi'}(\theta'_n, \varphi'_n) \end{pmatrix} \quad (9)$$

由于式(2), 式(4), 式(5)和式(9)均需知道目标在各个阵元在质心坐标系下的波束指向为 (θ'_n, φ'_n) , 由图

1 知道阵列中的各个天线单元分布在以坐标原点为顶点的圆锥曲面上, 参考文献[3]知道 (θ'_n, φ'_n) 与目标在阵列坐标下的波束指向 (θ_T, φ_T) 以及各个天线单元所处的阵元质心坐标系有关, 它们之间存在如下关系:

$$\begin{pmatrix} x'_n \\ y'_n \\ z'_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta'_n \cos \varphi'_n \\ \sin \theta'_n \sin \varphi'_n \\ \cos \theta'_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u'_x \\ u'_y \\ u'_z \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} \sin \theta_T \cos \varphi_T \\ \sin \theta_T \sin \varphi_T \\ \cos \theta_T \end{pmatrix} \\ = \mathbf{R}_{nM}^T * \begin{pmatrix} \sin \theta_T \cos \varphi_T \\ \sin \theta_T \sin \varphi_T \\ \cos \theta_T \end{pmatrix} \quad (10)$$

由式(10)即可得到

$$\theta'_n = \cos^{-1}(z'_n), \quad \varphi'_n = \tan^{-1}(y'_n/x'_n) \quad (11)$$

3 毫米波共形相控阵雷达导引头的最优极化选择

极化是雷达天线的重要特性之一。对雷达天线而言, 交叉极化指标正逐渐受到人们的重视, 其主要原因不仅仅是因为交叉极化会引起能量耗散而造成增益损失, 而且它可能还会带来严重的干扰, 因为从交叉极化引入的干扰等同于从主极化副瓣进入的干扰。因此有必要选择一种最优极化使得毫米波共形相控阵天线阵列的交叉极化电平最低。本文分别采用圆极化圆形微带贴片和线极化矩形微带贴片作为天线工作单元, 它们的场分布函数可由参考文献[3,4]得到。在实际应用中, 阵列单元的尺寸是由阵元本身的电性能指标(如天线的工作频率、电压驻波比等)决定的; 阵列单元间隔应该是由阵列本身的辐射特性决定的; 据微带贴片天线的设计经验, 以及本文阵列优化的结果, 贴片单元尺寸不会与阵列排布结构发生冲突, 因此, 单元尺寸在本设计中不需要随单元间隔调整。

当考虑采用圆极化方式工作时, 由式(9)得到共形相控阵天线阵列的远场辐射方向图的 θ 和 φ 分量, 选取右旋圆极化(RHCP)作为主极化工作方式, 左旋圆极化(LHCP)即为交叉极化。根据文献[5]定义, 右旋圆极化(RHCP)和左旋圆极化(LHCP)分别可由下述关系得到:

$$E_{\text{RHCP}} = E_\theta - jE_\varphi, \quad E_{\text{LHCP}} = E_\theta + jE_\varphi \quad (12)$$

当考虑采用线极化方式工作时, 选取 E_θ 作为主极化分量, E_φ 即为交叉极化分量。

考虑所有天线单元均分布在如图 1 所示的圆锥曲面上, 其工作在毫米波频段上, 圆锥底部半径为 $R_b = 12\lambda$, 圆锥角 $\theta_0 = 162.5^\circ$, 所有天线单元均分

布在以圆锥底部半径为起始半径的圆环上, 圆环数目 $N = 28$ 。圆环与圆环之间垂直间隔各不相同, 各层圆环之间的垂直间隔大小定义为 $d_{\text{ring}} = [d_{\text{ring}1}, d_{\text{ring}2}, \dots, d_{\text{ring}N-1}]$ ($d_{\text{ring}} \in [0.65\lambda, 0.80\lambda]$); 同一层圆环内各个天线单元采用均匀间隔分布, 每层圆环上单元间隔大小 $d_{\text{ele}} = [d_{\text{ele}1}, d_{\text{ele}2}, \dots, d_{\text{ele}N}]$ ($d_{\text{ring}} \in [1.40\lambda, 2.75\lambda]$), 并且各层上的所有天线单元均关于 X 轴正向呈对称分布。目标在阵列坐标系中的波束指向为 $(\theta_T, \varphi_T) = (25^\circ, 0^\circ)$ 。在 MATLAB 环境下仿真得到图 2 所示的天线辐射方向图。

从图2可以明显看出当弹载共形天线阵列分别采用线极化和圆极化两种极化工作方式时, 在圆极化工作方式下的交叉极化电平显著小于线极化工作方式下的交叉极化电平, 同时圆极化工作模式下交叉极化电平低于-40 dB, 因此可以不必考虑交叉极化的影响, 选择圆极化工作方式显然是最佳选择。然而图2(b)中圆极化工作方式下的主极化(RHCP)分量当俯仰维扫描角偏离阵面法线方向过大时导致阵因子的周期化因而出现比较明显的栅瓣, 而出现栅瓣的原因正是各层圆环之间的垂直间距以及各层圆环内阵元间距过大引起的, 因此希望能够优化各层圆环之间的垂直间距以及各层圆环内的单元间距, 即在给定圆环数目 N 的条件下, 优化圆环间距 d_{ring} 和圆环内部单元间距 d_{ele} 使得圆极化工作方式下的RHCP分量栅瓣影响最小。

4 毫米波共形相控阵雷达导引头的阵列稀布优化

4.1 毫米波共形相控阵阵列稀布优化的基本参数

毫米波共形相控阵天线阵列的稀布优化基本原则基于以下思想: 通过比较几种参数条件下阵列优化后主波束区域之外的副瓣区最大副瓣电平的高低、副瓣区能量变化的起伏程度以及天线方向图的对称性, 给出稀布阵列优化的最佳参数条件(最佳优化准则)。

令所有天线单元均分布在如图 1 所示的圆锥曲面上, 其工作在毫米波频段上, 圆锥底部半径为 $R_b = 12\lambda$, 圆锥角 $\theta_0 = 162.5^\circ$, 天线单元从圆锥曲面底部开始配置逐渐向圆锥顶部靠近, 考虑到天线方向图波束宽度的约束, 假定在圆锥曲面上分布有 N 层圆环阵列, N 取为 28。各层圆环之间的垂直间距大小各不相同, 垂直间距大小取值为 $d_{\text{ring}} = [d_{\text{ring}1}, d_{\text{ring}2}, \dots, d_{\text{ring}N}]$; 圆环内各个天线单元采用均匀间隔分布, 单元间隔大小取值为 $d_{\text{ele}} = [d_{\text{ele}1}, d_{\text{ele}2}, \dots, d_{\text{ele}N}]$, 并且所有圆环内的天线单元均关于 X 轴正向呈轴对称分布。由于目标波束指向偏离阵面法

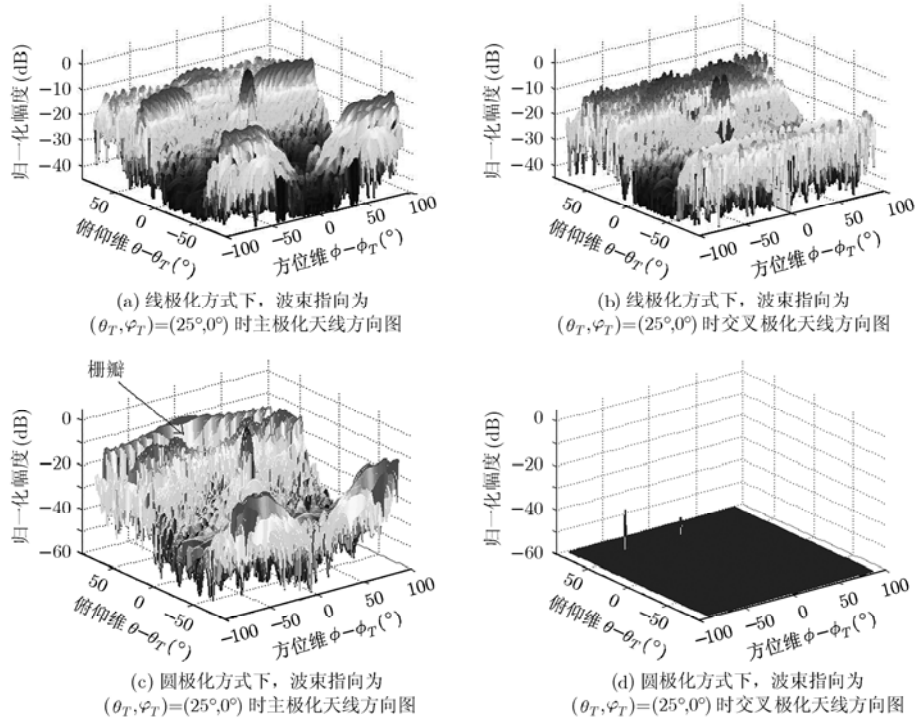


图 2

线方向时容易引起栅瓣, 因此将波束指向为 $(\theta_T, \varphi_T) = (25^\circ, 0^\circ)$ 时的天线方向图作为阵列稀布优化的基本参考。

因此我们可以确定毫米波共形相控阵列单元分布的两个基本要素: 圆环之间的垂直间隔大小 d_{ring} 以及圆环内部单元均匀间隔大小 d_{ele} , 这些参数均由计算机随机设置。文章首先给出按照常规布阵方法布置的矩形栅格阵列以及两组不同参数条件下需要优化的非规则稀布阵列, 它们分别为 (1) 矩形栅格阵列圆环数目 $N=28$, $d_{\text{ring}} = [d_{\text{ring}1}, d_{\text{ring}2}, \dots, d_{\text{ring}N-1}]$ ($d_{\text{ring}} = 0.65 \lambda$), $d_{\text{ele}} = [d_{\text{ele}1}, d_{\text{ele}2}, \dots, d_{\text{ele}N}]$ ($d_{\text{ele}} = 0.72 \lambda$); (2) 非规则稀布阵列圆环数目 $N = 28$, $d_{\text{ring}} = [d_{\text{ring}1}, d_{\text{ring}2}, \dots, d_{\text{ring}N-1}]$ ($0.65 \lambda \leq d_{\text{ring}} \leq 0.80 \lambda$), $d_{\text{ele}} = [d_{\text{ele}1}, d_{\text{ele}2}, \dots, d_{\text{ele}N}]$ ($1.40 \lambda \leq d_{\text{ele}} \leq 2.75 \lambda$); (3) 非规则稀布阵列圆环数目 $N = 28$, $d_{\text{ring}} = [d_{\text{ring}1}, d_{\text{ring}2}, \dots, d_{\text{ring}N-1}]$ ($0.65 \lambda \leq d_{\text{ring}} \leq 0.76 \lambda$), $d_{\text{ele}} = [d_{\text{ele}1}, d_{\text{ele}2}, \dots, d_{\text{ele}N}]$ ($1.10 \lambda \leq d_{\text{ele}} \leq 2.25 \lambda$); 其中两种不同参数条件下的非规则分布阵列的各层圆环上的所有天线单元均关于 X 轴正向呈轴对称分布。从上述数据可以计算出沿圆锥母线的单元间距最小为 $0.65 \lambda / \cos(180 - \theta_0) = 0.6815 \lambda$, 同一层圆环上单元与单元之间的最小间距为 1.10λ 。一般认为, 当阵列天线阵元间距超过 0.5λ 时, 阵元间互耦影响可以忽略。

4.2 毫米波共形相控阵列优化算法

由于弹载毫米波共形相控阵雷达导引头的各个

天线单元非规则的分布在圆锥曲面上, 各个天线单元之间的波程差就是一个受方位和俯仰角共同作用的 2 维非线性函数, 圆锥曲面上分布的各个天线单元的最大波束指向各不相同, 各个单元的极化分量对于同一波束指向呈现非同相叠加状态, 因此共形相控阵的阵因子(阵列流形)无法被降维成 1 维线性信号处理, 故传统的阵列优化算法已不再适用于共形相控阵天线阵列的优化。

目前国内外有使用包括粒子群优化算法 (Particle Swarm Optimization, PSO)^[6]、遗传算法^[7]以及数值优化方法^[8]来进行最优化计算。粒子群优化算法是一种基于群体智能的随机全局优化算法, 由于其原理简单、易于实现并且功能强大, 因而笔者提出一种专门针对共形相控阵天线阵列阵元优化分布的改进粒子群优化算法(MPSO)。该优化算法框架如图 3 所示。

粒子群优化首先要初始化一群随机粒子, 然后通过迭代找到最优解。为防止 PSO 算法的早熟及陷于局部收敛, 笔者提出的 MPSO 算法对图 3 中 PSO 算法框架做了如下设置及改进。

(1) 初始化粒子及粒子速度。首先每个粒子由 $N-1$ 层圆环之间的垂直间距 $d_{\text{ring}} = [d_{\text{ring}1}, d_{\text{ring}2}, \dots, d_{\text{ring}N-1}]$ 以及每层圆环内单元的均匀间距 $d_{\text{ele}} = [d_{\text{ele}1}, d_{\text{ele}2}, \dots, d_{\text{ele}N}]$ 共同组成, 单个粒子即为 $\text{present} = [d_{\text{ring}}, d_{\text{ele}}]$ 。每个粒子的速度由 $v_{\text{ring}} = [v_{\text{ring}1}, v_{\text{ring}2}, \dots, v_{\text{ring}N-1}]$ $\{ |v_{\text{ring}}| \leq 0.28 \cdot [\max(d_{\text{ring}}) - \min(d_{\text{ring}})] \}$ 以

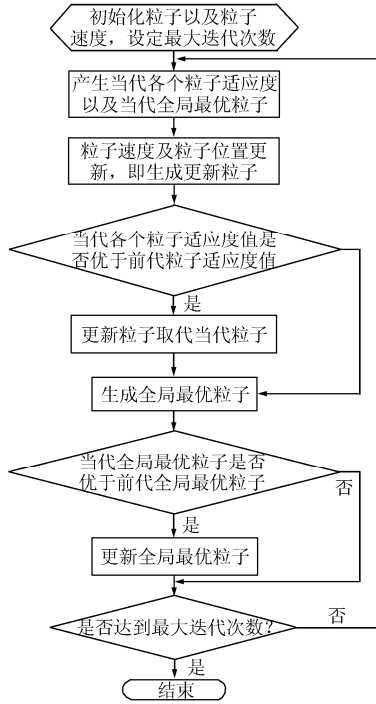


图 3 粒子群优化算法框架图

及 $v_{ele} = [v_{ele1}, v_{ele2}, \dots, v_{eleN}] \{ |v_{ele}| \leq 0.28 \cdot [\max(d_{ele}) - \min(d_{ele})] \}$ 。在初始化粒子时，对单个粒子取值分布做了如下限制，若单个粒子中

$$\frac{(\max(d_{ring}) - \min(d_{ring}))}{\max(d_{ring})} \leq 0.35$$

并且 $\frac{(\max(d_{ele}) - \min(d_{ele}))}{\max(d_{ele})} \leq 0.35$

同时满足时则重新生成该粒子，直到新生成的粒子不满足上述条件为止。

(2) 每个粒子的适应度函数即目标函数给定如下：

$$\min F = \text{PSLL}\{E_{RHCP}(\theta, \varphi)\}, \{ \theta - \theta_T \notin (-20^\circ, 20^\circ), \varphi - \varphi_T \notin (-20^\circ, 20^\circ) \} \quad (13)$$

PSLL 为确定副瓣区域的最大副瓣电平。

(3) 每个粒子的速度更新可由如下公式得到：

$$\left. \begin{aligned} v_{update} &= w \cdot v + c1 \cdot \text{rand}(2N - 1) \cdot (\text{pbest} - \text{present}) \\ &\quad + c2 \cdot \text{rand}(2N - 1) \cdot (\text{gbest} - \text{present}) \end{aligned} \right\} (14)$$

$$\text{PRESENT} = \text{present} + v_{update}$$

其中 w 是加权因子，它由最大加权因子 w_{max} 和最小加权因子 w_{min} 通过如下关系得到。

$$w = w_{max} - t(\text{迭代次数}) \cdot \frac{w_{max} - w_{min}}{t_{max}(\text{最大迭代次数})} \quad (15)$$

$c_1 = c_2 = 2$ 被称作学习因子，PRESENT 是每个粒子的当前值。

(4) 在更新全局最优粒子的过程中，设定参数值 $P = 20$ ，即如果连续有 P 次全局最优值相同，将原有的粒子更新速度定义为 $U_{update} = U_{old-update}$ ，重新设定每个粒子的值及其更新速度，它们有下述关系：

$$\begin{aligned} \text{PRESENT} &= \text{present} + 0.65(2\text{rand}(2N - 1) - 1)d_{ring}, \\ v_{update} &= U_{old-update} + 0.65(2\text{rand}(2N - 1) - 1)d_{ele} \end{aligned} \quad (16)$$

5 共形相控阵天线阵列优化算法仿真及阵列稀疏准则

共形相控阵天线阵列优化算法仿真条件已由第 3，第 4 节给出，仿真参数在第 4 节中设定，仿真最大迭代次数为 150 代，仿真结果由 MATLAB 环境调试给出。

图 4 给出了使用常规布阵方法在 4.1 节给定参数(1)条件下均匀栅格阵列的主极化天线方向图，以及通过主波束时的俯仰维和方位维剖面图。本文中将以该种参数条件下的常规阵列作为参考，从阵列稀疏密度和天线方向图主波束区域之外的副瓣区最大副瓣电平的高低、副瓣区能量变化的起伏程度以及天线方向图的对称性，给出稀疏阵列优化的最佳参数条件。

图 5 给出了非规则稀疏阵列在 4.1 节给定参数(2)条件下未经阵列优化和已经阵列优化后的主极化(右旋圆极化 RHCP)天线方向图，以及通过主波束

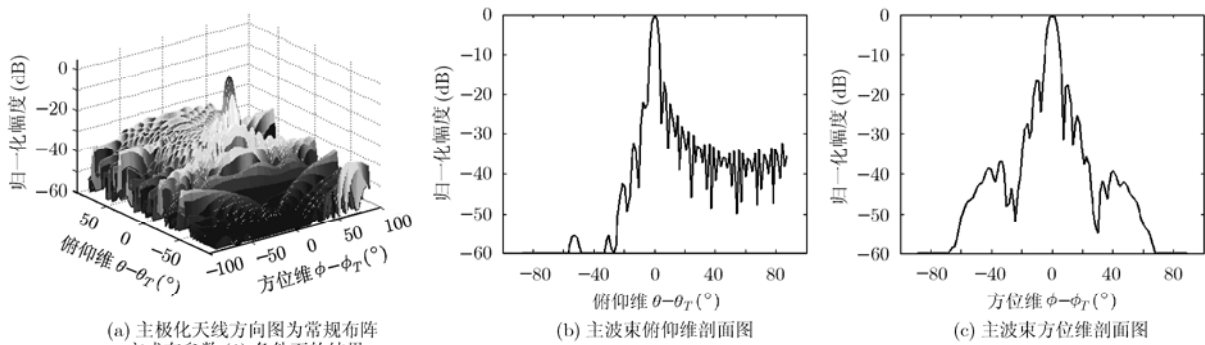


图 4

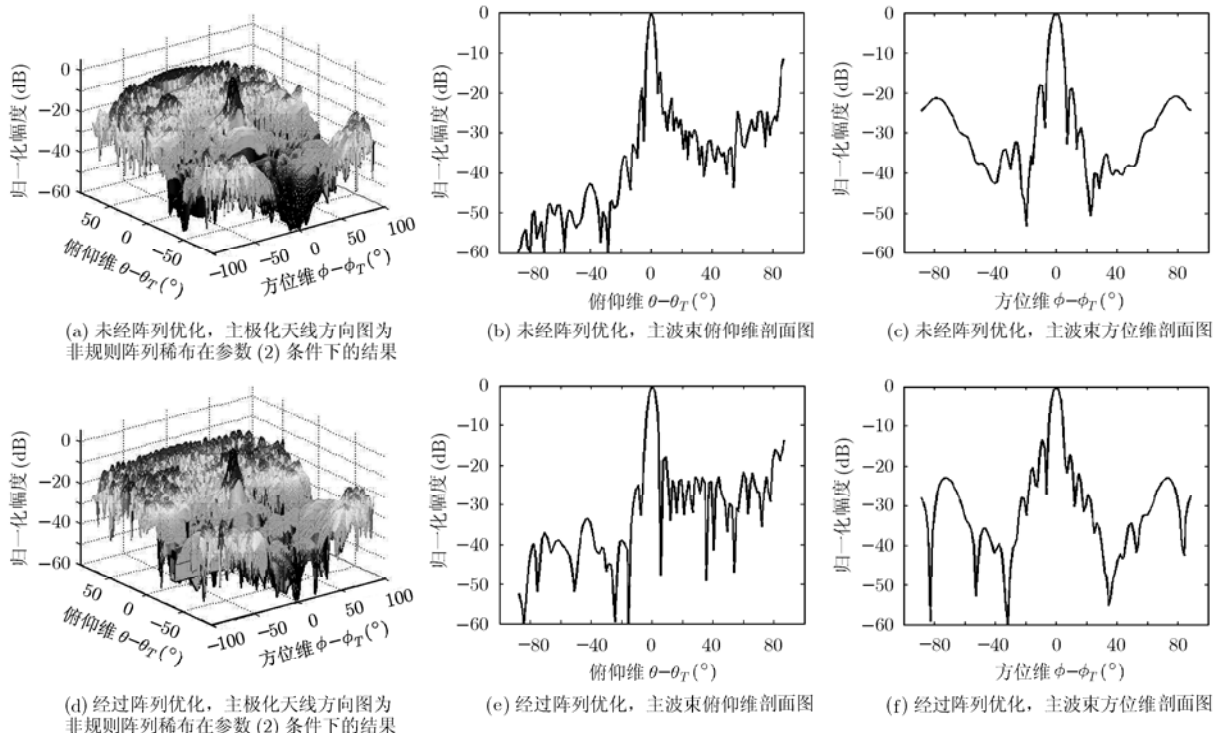


图5

时的俯仰维剖面图和方位维剖面图。从图5给出的优化前和优化后的天线方向图来看, 阵列优化前、后主波束区域外副瓣能量集中在 $\theta - \theta_T \geq 0^\circ, |\varphi - \varphi_T| \leq 90^\circ$, 在 $\theta - \theta_T = 90^\circ$ 附近存在较为明显的栅瓣。此外图5给出的阵列优化布阵前、后通过主波束时的俯仰维剖面图, 从中可以看到主波束远区副瓣电平并未得到有效抑制; 而其方位维副瓣电平在阵列优化前、后副瓣区能量起伏程度也并未得到有效改善; 优化前、后的俯仰和方位维剖面图对称性降低。由图5给出的仿真结果表明非规则稀布阵列在给定参数(2)条件下难于做到栅瓣和副瓣电平的抑制, 副瓣区能量变化的起伏变化程度较大, 因此该种参数条件不适于做阵列稀布优化。

图6给出了非规则稀布阵列在4.1节给定参数(3)条件下未经阵列优化和已经阵列优化后的主极化(右旋圆极化 RHCP)天线方向图, 以及通过主波束时的俯仰维剖面图和方位维剖面图, 从图中可以看出经过优化后的天线方向图已经没有栅瓣存在。从图6给出的优化前和优化后的天线方向图来看, 阵列稀布优化后的天线方向图已经很明显的抑制了栅瓣的存在, 并且能量的分布也更加均匀, 不再局限于 $\theta - \theta_T \geq 0^\circ, |\varphi - \varphi_T| \leq 90^\circ$ 这一区域。另外图6给出的阵列优化布阵前、后通过主波束时的俯仰维剖面图, 从中可以看到主波束远区副瓣电平得到了有效抑制, 整个主波束副瓣区远场副瓣电平已经降至

25 dB 以下; 而其方位维副瓣电平在阵列优化前、后副瓣区能量起伏程度也并未出现较大波动; 优化前、后的俯仰和方位维剖面图对称性基本保持不变。而图6给出的仿真结果表明非规则稀布阵列在给定参数(3)条件下能够做到对栅瓣和副瓣电平的抑制, 副瓣区能量变化的起伏变化程度较小, 天线方向图也较好地保持了对称性, 因此该种参数条件适于做阵列稀布优化。

从阵列稀布密度考虑, 按常规布阵方法构造的均匀栅格阵列若布满圆锥曲面大约需要 2060 个天线单元; 按非规则阵列稀布方法在 4.1 节给定参数(2)条件下布满圆锥曲面则大约需要 819 个单元, 稀布率大约为 40%; 按非规则阵列稀布方法在 4.1 节给定参数(3)条件下布满圆锥曲面则大约需要 1363 个单元, 稀布率大约为 66.2%; 从图5以及图6给出的天线方向图可以看出阵列的稀布密度越小(稀布率越低), 固然会大幅减少阵元数目, 但同时也会引起天线方向图性能的急剧下降, 明显抬升副瓣电平, 难于做到干扰抑制, 因此它们往往有一个下限, 根据多次仿真试验结果后的统计我们认为阵列稀布的稀布率最少不应低于 50%, 上限则不高于 80%。

在单元共形稀疏布阵后, 文献[9]指出毫米波天线当要求增益下降不大于 0.1 dB 时其位置精度应优于 $0.012 \lambda_0$, 对应 35 GHz 和 94 GHz 时其位置精度分别为 0.103 mm 和 0.0383 mm; 若容许增益下降

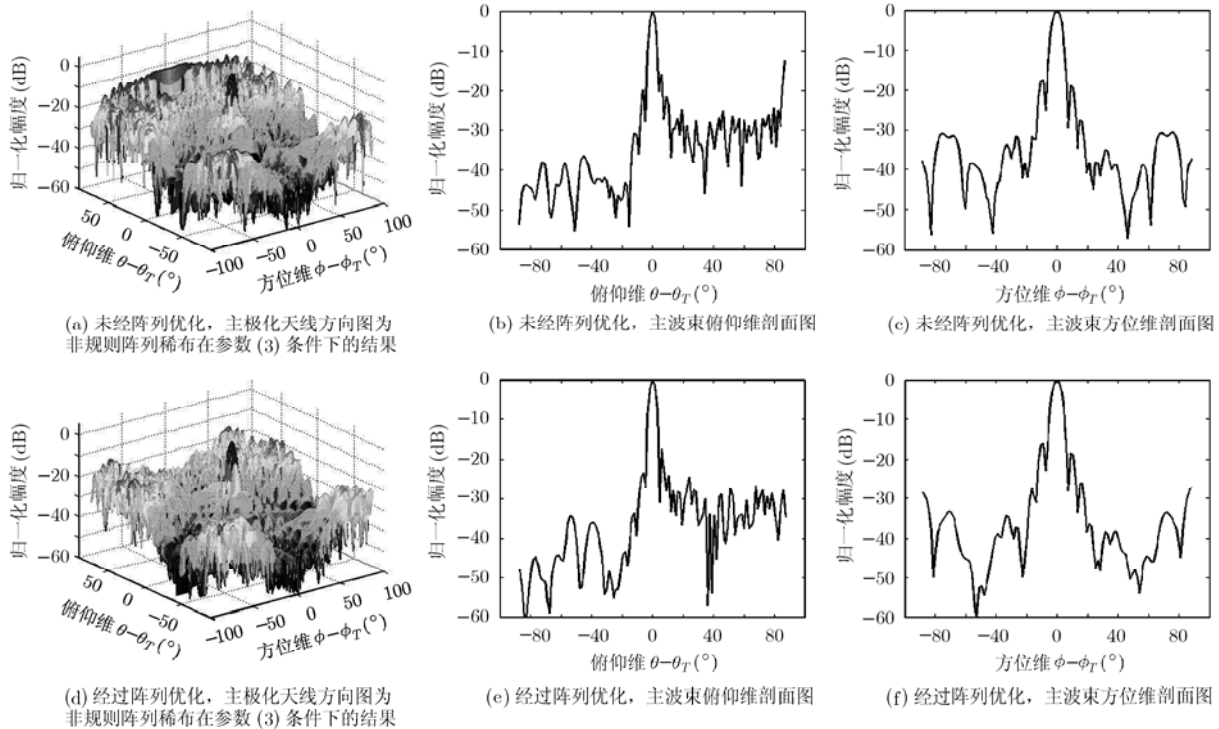


图 6

为 1 dB 时其位置精度应优于 $0.038 \lambda_0$, 对应 35 GHz 和 94 GHz 时其位置精度分别为 0.326 mm 和 0.121 mm, 另外由于文章篇幅所限, 因此本文提出的优化算法对单元位置精度的敏感问题我们将在后续文章中进一步讨论。

6 结束语

毫米波共形相控阵天线阵列的极化和阵列布阵优化是当前研究的热点和难点问题, 而笔者所研究的圆锥状毫米波共形相控阵天线阵列就是一种典型的共形相控阵阵列。通过建立毫米波圆锥共形相控阵天线阵列极化辐射方向图模型, 比较了圆极化以及线极化方式下极化辐射方向图的交叉极化电平, 选出了毫米波共形相控阵天线阵列的最优极化方式, 选定阵列稀布优化的两组基本参数, 然后利用改进的粒子群进化算法(MPSO)优化阵元分布, 通过对比优化后的天线方向图确定阵列稀布优化的基本准则, 来有效抑制由于阵列单元稀布而引发的栅瓣效应, 仿真结果表明了该准则的合理性。

参考文献

[1] Wang B H, Y Guo, and Wang Y L. Frequency-invariant pattern synthesis of conformal array antenna with low cross-polarization. *IET Microwave Antennas Propagation*, 2008, 2(5): 442-450.

[2] 齐子森, 郭英, 王布宏等. 共形阵列天线 MUSIC 算法性能分析[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(11): 2674-2677.

Qi Zi-sen, Guo Ying, and Wang Bu-hong. Performance analysis of MUSIC for conformal array[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*. 2008, 30(11): 2674-2677.

[3] Morton T E and Pasala K M. Pattern synthesis of conformal arrays for airborne vehicles[C]. *IEEE Aerospace Conference Proceeding*, Montana, USA, 2004: 1030-1039.

[4] Vaskelainen L I. Constrained least-squares optimization in conformal Array antenna synthesis[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, 55(3): 859-867.

[5] Elliott R S. *Antenna Theory and Design*[M]. A John Willy & Sons, INC., Publication, 2000: 53-56.

[6] Afshinmanesh F, Marandi A, and Shahabadi M. Design of a single-feed dual-band dual-polarized printed microstrip antenna using a boolean particle swarm optimization[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, 56(7): 1845-1852.

[7] Golino G. A genetic algorithm for optimizing the segmentation in subarrays of planar array antenna radars with adaptive digital beamforming[C]. *2003 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Boston, USA, 2003: 211-216.

[8] Anh P, Thuyen H D, and Kinh D D. A numerical Pattern Synthesis Algorithm for Arbitrary Arrays. *2003 6th International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory*, Beijing, China, 2003: 210-213.

[9] 林昌禄. *天线工程手册*[M]. 北京: 电子工业出版社, 2002.

齐飞林: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为精确制导与目标跟踪、阵列信号处理。

刘 峥: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为精确制导与目标跟踪、雷达系统设计、雷达信号处理与目标检测等。

杨雪亚: 男, 1984 年生, 博士生, 研究方向为米波测高雷达、阵列信号处理等。

张守宏: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, 雷达学会委员, 主要研究方向为雷达系统设计、雷达信号处理与目标检测等。