



研究与开发

共享孔径同心圆阵稀疏交错优化布阵方法

谷志刚¹, 李龙军^{1,2}, 胡继宽¹

(1. 空军通信士官学校, 辽宁 大连 116600;

2. 中国人民解放军 94923 部队, 福建 南平 354300)

摘 要: 同心圆阵列天线具有波束对称、360°方位角扫描、抗干扰能力强等优点, 被广泛应用于星载、机载、舰载雷达及飞机声呐等领域。在天线孔径有限的情况下, 如何进一步提高同心圆阵的孔径利用率, 通过孔径的空分复用, 设计出子阵稀疏交错分布的多功能同心圆阵列天线, 具有较大的研究价值。利用均匀同心圆阵列天线激励与方向图函数存在二维傅里叶-贝塞尔变换关系, 基于二维三次插值和密度加权, 提出了一种同心圆阵稀疏交错优化布阵的方法。该方法通过对均匀同心圆阵列天线方向图采样值的频谱能量进行分析, 采用三次插值的方法, 实现了同心圆天线阵列方向图函数到同心圆阵元激励能量的映射转换; 基于密度加权的原理, 对排序后归一化阵元激励的奇偶交错选取, 使得稀疏交错子阵方向图频谱能量均分匹配, 实现了同心圆阵的稀疏交错优化布阵设计。仿真结果表明, 该方法得到的交错子阵天线具有峰值旁瓣电平低、主瓣宽度窄且方向图性能近似程度高的优点, 有效解决了同心圆阵列天线稀疏交错优化布阵的设计难题, 实现了两子阵交错的共享孔径多功能同心圆阵列天线设计。

关键词: 同心圆阵; 共享孔径; 稀疏交错阵; 三次插值; 密度加权

中图分类号: TN820

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2023034

Synthesis of shared aperture thinned interleaved arrays with elements in concentric rings

GU Zhigang¹, LI Longjun^{1,2}, HU Jikuan¹

1. Air Force Communication NCO School, Dalian 116600, China

2. People's Liberation Army 94923 Troops, Nanping 354300, China

Abstract: Among planar array antennas, concentric ring array (CRA) antennas have received considerable interest since it is symmetric and provides invariant beam pattern for 360° azimuthal coverage. In case of limited antenna aperture, there is great value to thinned interleaved CRA with low peak side lobe levels and a narrow main beam. The application of the cubic interpolation and density-weighting method in shared aperture array design was demonstrated by the low peak side lobe level synthesis of CRA. By adopting the Fourier-Bessel transform the relationship between the element's excitation and array pattern, thinned interleaved problems were formulated as time-frequency synthesis problems. On the basis of the density-weighting method, element excitations of interleaved sub-array were carefully selected in an odd-even manner, which ensured the pattern matching of the generated sub-array. The iterative FFT algo-



rithm was adopted to thin the concentric ring array. Simulation results show that the proposed algorithm can achieve a favorable thinned and interleaved concentric ring array design with matched power patterns and low peak sidelobe levels. The problem of thinned and interleaved concentric ring arrays is solved, and the design of multi-function shared aperture thinned interleaved arrays with elements in concentric rings is realized.

Key words: concentric ring array, shared aperture, thinned interleaved array, cubic interpolation, density-weighting

0 引言

由多个单元沿同心圆环排列组成的阵列天线称为同心圆阵列, 可以使用全向波束、多波束实现 360°覆盖, 被广泛应用于无线电测向、雷达、声呐、导航以及其他无线电系统领域。近年来, 同心圆阵列天线还被应用于无线通信和智能天线领域^[1-3]。随着无线电系统的发展, 往往需要天线实现导航、通信、测高、测向等多种功能, 而采用不同的天线实现这些功能必然会导致系统质量、体积以及功率损耗的增加, 共享孔径稀疏交错阵列天线能够将多个阵列天线通过稀疏交错布阵的方式共享同一个天线孔径, 实现不同的天线功能, 这不但可以减少天线单元数量、减小系统体积, 降低天线损耗和成本, 而且可以有效避免子阵内部天线单元间的互耦效应^[4-6]。然而, 由于同心圆阵列天线平台形状的特殊性, 针对线阵和平面阵广泛使用的一些解析方法(如“差集”方法等)无法继续使用, 如何进一步提高同心圆阵的孔径利用率, 通过孔径的空分复用, 设计出子阵稀疏交错分布的多功能同心圆阵列天线成为当前亟待解决的难点问题。

目前, 稀疏交错阵的研究主要针对线阵和面阵展开, 针对同心圆阵的稀疏交错布阵优化方法的研究, 国内外还没有相关的报道。对同心圆天线阵列的研究目前还主要集中在同心圆阵方向图综合以及稀疏布阵这两个方向。文献[7-16]利用全局寻优算法(如遗传算法、粒子群算法、萤火虫算法)对圆阵天线进行了深入研究, 获得了副瓣电平低的稀疏圆阵, 但该方法计算效率低, 收敛速度慢, 容易陷入局部最优。文献[17]提出一种非

线性优化方法对同心圆阵圆环半径进行优化, 减小了同心圆阵天线方向图的峰值旁瓣电平, 但该方法没能减少天线单元数量, 没有达到稀疏优化的目的。文献[18]提出了一种基于 0-1 规划的稀疏同心圆阵设计方法, 通过将差分进化算法应用于 0-1 规划, 达到降低副瓣电平的目的。文献[19]利用贝叶斯压缩感知的方法实现了稀疏圆环阵的方向图综合。上述优化方法都无法被直接应用于稀疏交错的同心圆阵设计。

为了实现稀疏交错的共享孔径同心圆阵列天线设计, 本文提出了一种基于三次插值(cubic interpolation)和子阵方向图频谱匹配的同心圆阵列天线交错机制。该方法首先利用均匀同心圆天线阵列阵元激励与方向图存在二维傅里叶-贝塞尔变换关系的特征, 将同心圆阵列天线阵元位置的确定问题转换成阵元激励能量的选择问题, 通过对同心圆阵列天线方向图采样和快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)得出方向图的频谱能量分布, 然后通过三次插值的方法将方形的阵元激励矩阵转换为同心圆阵单元位置上的激励向量, 最终采用奇偶交错选取子阵天线单元激励的方法, 将同心圆阵列天线频谱能量等额分配给不同子阵, 实现了同心圆阵列子阵天线方向图近似一致的稀疏交错布阵。并通过约束同心圆阵列天线方向图的副瓣电平, 有效地优化了子阵天线方向图的旁瓣电平峰值。该方法能够在保证子阵天线有效交错的前提下获得更低的旁瓣电平峰值, 实现同心圆天线阵列的有效稀疏交错布阵中交错布阵和子阵方向图性能的有效联合优化。本文的主要工作如下。

(1) 通过直角坐标和极坐标的转换, 将同心

圆阵列天线方向图函数转换为傅里叶—贝塞尔函数, 建立阵元激励与方向图之间的时频映射关系, 并约束同心圆阵列天线方向图的副瓣电平, 对约束后的方向图进行 FFT, 得出阵元激励能量矩阵。

(2) 采用三次插值的方法将方形的激励矩阵转换成同心圆阵列天线单元位置上的激励, 根据密度加权原理, 对排序后的阵元激励进行奇偶交错选取, 实现了同心圆阵列天线的稀疏交错优化布阵, 并对本文提出的同心圆阵列天线稀疏交错机制进行了理论分析和仿真。

(3) 通过仿真实验对本文所提方法的准确性和有效性进行了验证。以 9 圆环等间隔均匀布阵的 279 元同心圆阵列天线为例, 从子阵的旁瓣电平峰值、两子阵的旁瓣电平峰值差值等方面评估了本文提出的交错机制的性能, 证明了该交错机制能够有效解决同心圆阵列天线稀疏交错优化布阵问题。

1 同心圆阵列天线方向图分析

1.1 同心圆阵列天线稀疏交错的优化模型

由文献[20]可知, 对于线阵天线和矩形平面阵列天线, 阵元激励与阵因子之间存在傅里叶变换的关系。以一个阵元数为 $M \times N$ 的矩形阵列天线为例, 当忽略阵元间互耦效应, 且各阵元均为理想的全向性单元, 主波束指向阵列法线方向时, 其阵因子 (又称天线单元) 与激励存在以下关系:

$$F(u, v) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} I_{mn}(md, nd) e^{jk(md_x u + nd_y v)} \quad (1)$$

$$I_{mn}(md_x, nd_y) = \frac{1}{(2\pi)^2} \iint e^{-jk(md_x u + nd_y v)} d(ku) d(kv) \quad (2)$$

其中, $k = 2\pi/\lambda$, $u = \sin\theta \cos\phi$, $v = \sin\theta \sin\phi$, $d_x = d_y = \lambda/2$, λ 为信号波长, θ 为入射俯仰角, ϕ 为方位角, I_{mn} 为阵元激励。均匀同心圆阵列天线模型如图 1 所示, R_n 为第 n 个圆环的半径, d_n 为第 n 个圆环相邻阵元之间的距离。由于其阵元位置分布方式发生了变化, 需要对阵元位置坐标

进行极坐标转换:

$$\begin{aligned} x &= R \cos\varphi, & ku &= \xi \cos\psi, \\ y &= R \sin\varphi, & kv &= \xi \sin\psi, \\ R^2 &= x^2 + y^2, & \xi^2 &= (ku)^2 + (kv)^2 \end{aligned} \quad (3)$$

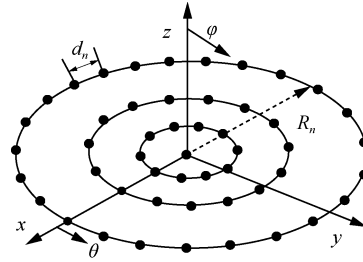


图 1 均匀同心圆阵列天线模型

其中, R 为圆环半径, φ 为俯仰角, ψ 为方位角, ξ 为极坐标下的坐标值。对于圆环个数为 M 、第 m 个圆环上的阵元数为 N_m 的同心圆阵列, 其极坐标系下的阵因子可以写为:

$$F(\xi, \psi) = \sum_{m=0}^M N_m I(R_m, \varphi_n) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} J_{N_m p+k}(R_m \xi) e^{j(N_m p+k)\psi} \quad (4)$$

其中, $J_{N_m p+k}(R_m \xi)$ 表示第一类贝塞尔函数, p 为贝塞尔阶数。其函数定义为:

$$J_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(x \sin\theta - n\theta)} d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(x \sin\theta - n\theta) d\theta \quad (5)$$

根据式 (4) 可知, 在极坐标系下, 同心圆阵列天线阵元的激励可表示为:

$$I(R_m, \varphi_n) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} F(\xi, \psi) e^{-jR_m \xi \cos(\psi - \varphi_n)} \xi d\xi d\psi \quad (6)$$

从式 (4) 和式 (6) 可知, 在极坐标系下, 同心圆阵列天线单元激励与方向图之间存在一种特殊的傅里叶变换关系, 即傅里叶—贝塞尔变换, 基于此, 可通过特殊形式的时频转换, 将同心圆阵列天线单元位置的确定问题转换为阵列天线单元激励能量的选择问题。通常的稀疏交错阵设计有如下 3 个优化目标: 首先是子阵天线方向图的性能近似一致, 其次是单个子阵方向图的旁瓣电



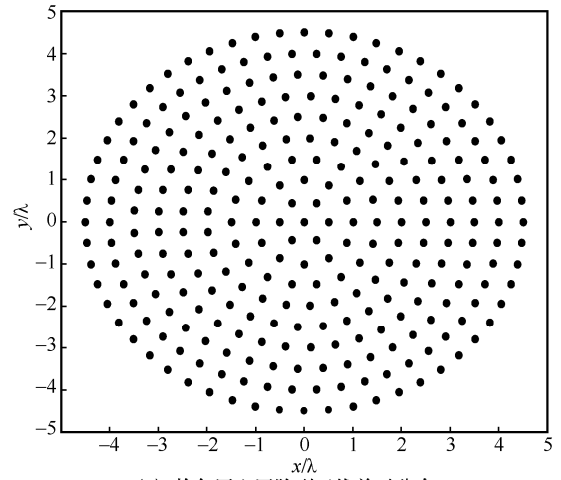
平峰值较低,最后是确保每个子阵单元稀疏交错分布,避免子阵单元位置发生冲突。根据这3个优化目标,可以建立同心圆阵列稀疏交错布阵最优化数学模型:

$$\begin{cases} \min \left\{ \text{PSL}(p_1, p_2, \dots, p_N) = \max \left| \frac{F(u_i)}{\text{FF}i_{\max}} \right| \right\} \\ \min \left\{ \text{PSL}(q_1, q_2, \dots, q_M) = \max \left| \frac{F(u_j)}{\text{FF}j_{\max}} \right| \right\} \\ \min \left\{ \Delta = |\text{PSL}_i - \text{PSL}_j|, \quad \text{width}_i = \text{width}_j \right. \\ \left. \forall n \in [1, N], m \in [1, M], \quad p_m \neq q_n \right\} \end{cases} \quad (7)$$

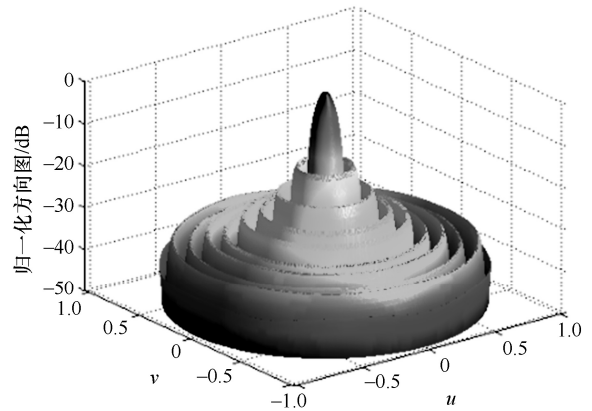
其中,PSL为子阵的旁瓣电平峰值, $F(u_i)$ 为子阵旁瓣区域的电平值, $\text{FF}i_{\max}$ 为第*i*个子阵的方向图主瓣增益, width_i 为子阵*i*方向图的主瓣宽度, p_m 和 q_n 为子阵单元的位置。

1.2 同心圆阵列天线方向图影响因素分析

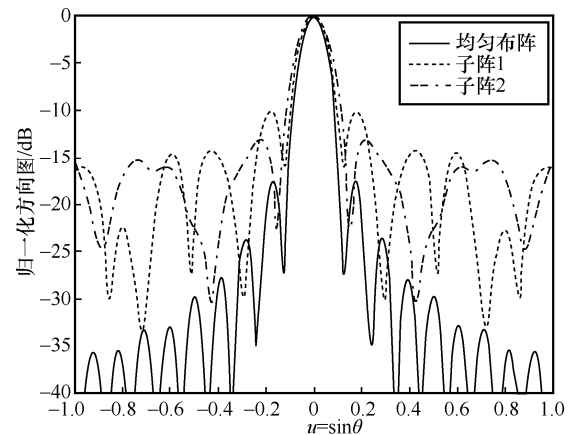
根据文献[5]可知,阵列天线的主瓣宽度与天线孔径有关,天线孔径越大,主瓣越窄。同心圆阵列天线孔径大小由圆环数*M*决定,在*M*确定的情况下,同心圆阵列天线方向图的主瓣宽度相同。以等距分布的9圆环同心圆阵列天线为例,均匀同心圆阵列天线的单元分布和归一化方向图分别如图2(a)、图2(b)所示,其中 $u = \sin \theta \cos \phi$, $v = \sin \theta \sin \phi$ 。从图2(a)可知,单元之间是以 $\lambda/2$ 等间隔均匀分布的,阵元数为279。从图2(b)可知,均匀同心圆阵列天线归一化方向图关于*z*轴旋转对称,其旁瓣电平峰值为-17.41 dB。采用随机稀疏的方法对该同心圆阵进行稀疏,随机稀疏交错同心圆阵列天线方向图二维截面图如图2(c)所示,展示了9圆环同心圆阵列天线方向图在均匀布阵以及以50%稀疏率随机稀疏交错2种不同布阵方式下的方向图二维截面图。由于圆环数*M*相同,均为9,各种不同布阵方式下同心圆阵列天线方向图的主瓣宽度相同,均为0.24。但是,由于阵元数不同,其旁瓣电平峰值也有所不同。其中,均匀布阵的天线旁瓣电平最小,其峰值为-17.41 dB;



(a) 均匀同心圆阵列天线单元分布



(b) 均匀同心圆阵列天线归一化方向图



(c) 随机稀疏交错同心圆阵列天线方向图二维截面图

图2 9圆环同心圆阵列天线单元分布及其方向图

以50%稀疏率随机稀疏交错的子阵1的旁瓣电平峰值为-10.09 dB,子阵2的旁瓣电平峰值为-13.08 dB。仿真结果表明,在采用随机稀疏交错的方法对同心圆阵列天线进行稀疏布阵时,其旁

瓣电平峰值比均匀布阵的同心圆阵大, 即阵元数 N_m 越小, 同心圆阵列天线方向图的旁瓣电平峰值越大。此外, 虽然子阵 1 和子阵 2 的圆环数和阵元数相同, 但由于阵元位置不同, 其方向图性能各不相同。可以得知, 除了圆环数 M 和阵元数 N_m , 同心圆阵列天线方向图还与阵元位置, 即阵列的稀疏布阵方法有很大关系。对于稀疏交错共享孔径同心圆阵, 找到一个有效的布阵方法, 确定子阵单元的位置, 从而确保两个子阵在方向图性能相似的前提下具有更低的旁瓣电平峰值是本文的研究重点。

2 同心圆阵列天线稀疏交错机制分析

由于同心圆阵列天线阵元激励与天线方向图在极坐标系下存在傅里叶—贝塞尔变换关系, 如果将天线方向图作为“时域信号”进行分析, 则阵列单元的激励就可被看作方向图采样在傅里叶—贝塞尔变换下对应的“频谱能量”。同样以 9 圆环同心圆阵列天线为例, 首先讨论等间隔分布同心圆阵列天线的稀疏设计, 令其稀疏率为 50%, 其位置 (m, n) 上的阵元激励为 I_{mn} 。

$$I_{mn} = \{0, 1\} \quad (8)$$

其中, “1”代表该位置存在天线单元, “0”表示该位置的天线单元被稀疏。按照要求的稀疏率对均匀布阵的同心圆阵进行随机稀疏布阵, 随机稀疏的同心圆阵列天线单元分布及其归一化方向图如图 3 所示。从图 3 可知, 随机稀疏的同心圆阵列天线方向图的旁瓣电平峰值为 -10.67 dB, 且副瓣电平较高的区域主要集中在主瓣附近。为了降低子阵天线方向图的旁瓣电平峰值, 需要对随机稀疏阵列天线方向图的副瓣电平进行约束, 约束的旁瓣电平值设为 -25 dB, 这是对均匀分布的满阵阵列天线方向图旁瓣电平值进行约束, 目的只是减小交错子阵天线方向图的旁瓣电平峰值, 并不能使得子阵天线方向图的旁瓣电平峰值为 -25 dB, 这是因为子阵单元数目仅为满阵天线的一半, 且

子阵单元激励被置为 1, 而阵列天线的旁瓣电平值不仅与阵元位置有关, 而且与阵元数目和阵元激励有很大的关系。约束后的同心圆阵列天线方向图如图 4(a) 所示, 对约束后的方向图进行 32×32 的快速傅里叶变换, 得到的归一化频谱能量分布如图 4(b) 所示。

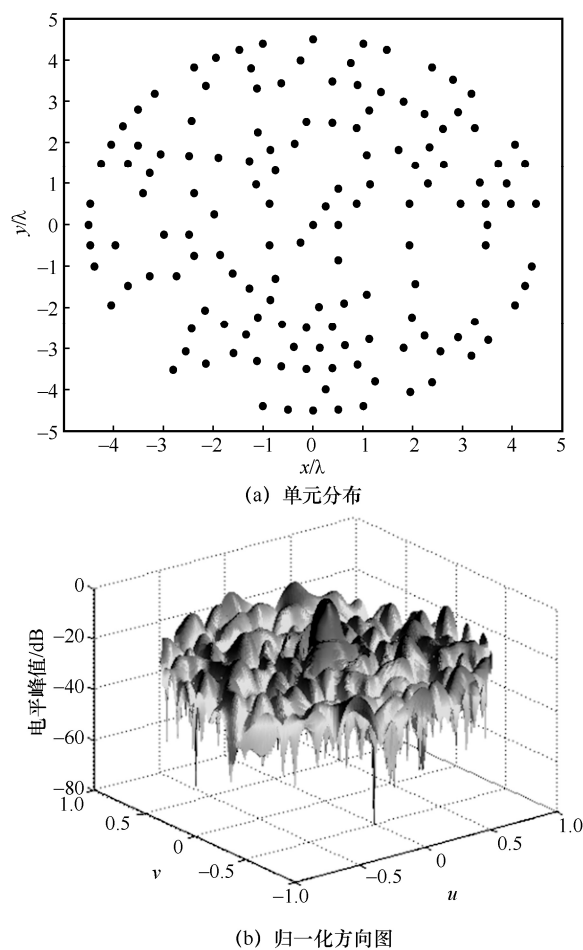


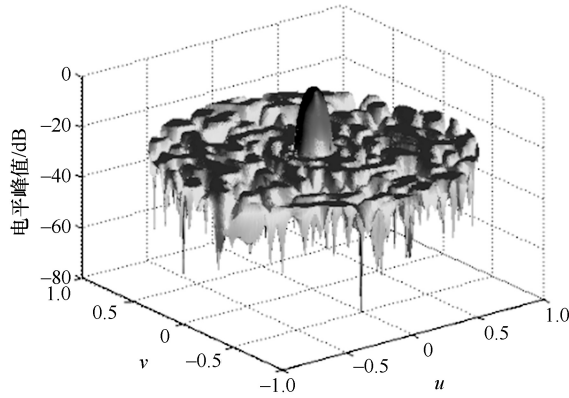
图 3 随机稀疏的同心圆阵列天线单元分布及其归一化方向图

从图 4(b) 可知, 快速傅里叶变换得到的归一化频谱能量分布是一个方阵, 并不能直接用来确定同心圆阵列天线单元的激励能量, 本文采取三次插值的方法, 通过方阵能量矩阵确定同心圆阵列天线单元的激励值。三次插值又称为立方插值, 它是指如果一个函数 $I(x)$ 及其导数 $I'(x)$ 在 $x=0$ 及 $x=1$ 处的值已知, 则该函数能够利用三次多项式在 $[0, 1]$ 区间内进行插值, 其

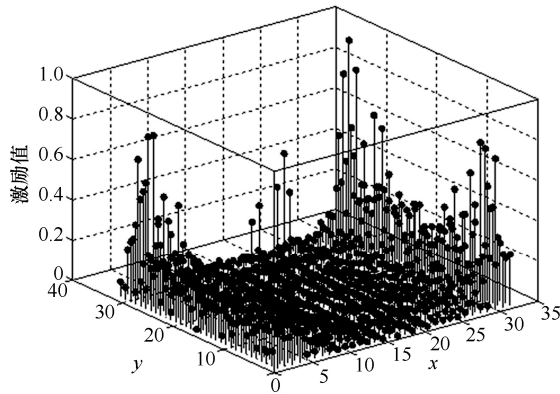


数学表示为:

$$\begin{aligned} I(x) &= ax^3 + bx^2 + cx + d \\ I'(x) &= 3ax^2 + 2bx + c \end{aligned} \quad (9)$$



(a) 天线方向图



(b) 归一化频谱能量分布

图4 约束后的同心圆阵列天线方向图及其快速傅里叶变换后的归一化频谱能量分布

由于函数在 $x=0$ 及 $x=1$ 处的值已知, 因此可以求出函数的系数为:

$$\begin{aligned} a &= 2I(0) - 2I(1) + I'(0) + I'(1) \\ b &= -3I(0) + 3I(1) - 2I'(0) - I'(1) \\ c &= I'(0) \\ d &= I(0) \end{aligned} \quad (10)$$

然而, 在采用数据插值时往往针对的不是单个数据, 而是长串的序列或矩阵, 通常无法知道函数的导数值, 为了解决这一问题, 采用三次插值方法, 假设在 $x=-1$ 、 $x=0$ 、 $x=1$ 及 $x=2$ 处的函数值为 m_1 、 m_2 、 m_3 、 m_4 。利用三次插值的方法可以得到:

$$I(0)=m_1$$

$$I(1)=m_2$$

$$I'(0)=\frac{m_2-m_0}{2} \quad (11)$$

$$I'(1)=\frac{m_3-m_1}{2}$$

将式 (11) 代入式 (10) 可得:

$$\begin{aligned} a &= -\frac{1}{2}m_0 + \frac{3}{2}m_1 - \frac{3}{2}m_2 + \frac{1}{2}m_3 \\ b &= m_0 - \frac{5}{2}m_1 + 2m_2 - \frac{1}{2}m_3 \\ c &= -\frac{1}{2}m_0 + \frac{1}{2}m_2 \\ d &= m_1 \end{aligned} \quad (12)$$

因此, 三次插值可表示为:

$$\begin{aligned} I(m_0, m_1, m_2, m_3, x) &= \\ &\left(-\frac{1}{2}m_0 + \frac{3}{2}m_1 - \frac{3}{2}m_2 + \frac{1}{2}m_3\right)x^3 + \\ &\left(m_0 - \frac{5}{2}m_1 + 2m_2 - \frac{1}{2}m_3\right)x^2 + \\ &\left(-\frac{1}{2}m_0 + \frac{1}{2}m_2\right)x + m_1 \end{aligned} \quad (13)$$

相对于邻近点插值和双线性插值, 三次插值的误差最小, 精度最高。三次插值使得同心圆阵列天线单元上的方向图频谱能量由其周围 4 个方阵点上的激励值决定, 方阵激励对方向图的贡献与同心圆阵列天线单元激励矩阵对方向图的贡献近似相同, 得到的同心圆阵列天线单元激励分布如图 5 (a) 所示。

密度加权阵是根据统计学的原理, 稀疏掉部分有源单元的阵列天线, 稀疏阵的天线单元值统一设置为 1。根据密度加权原理, 稀疏同心圆阵单元分布的密度加权逼近均匀同心圆阵的激励幅度加权, 即同心圆阵列天线栅格点上阵元存在的概率取决于同心圆阵列天线单元上激励权值的分布, 阵元的权值幅度越大, 其存在的概率越大。阵元在栅格点上存在的概率为:

$$P(I_n=1)=t \cdot \frac{A_n}{A_{\max}} \quad (14)$$

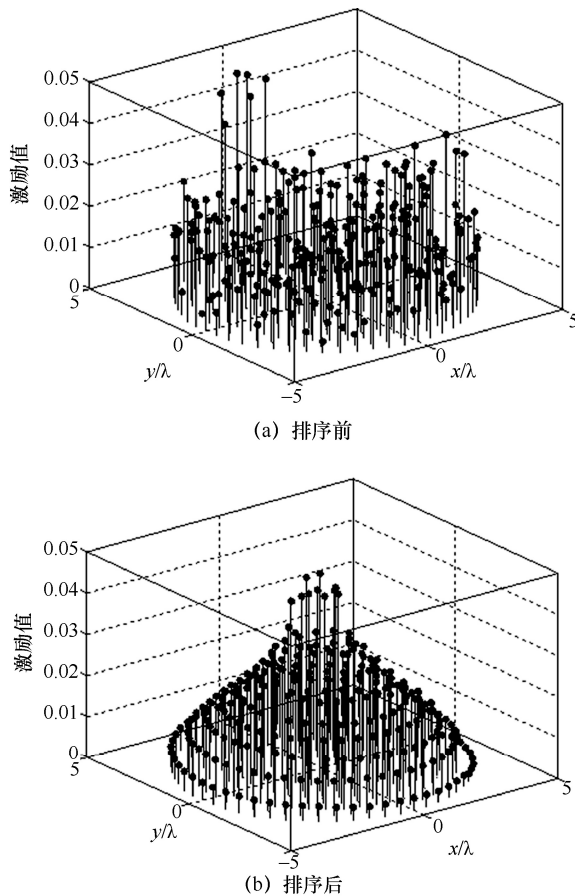


图5 排序前后的同心圆阵列天线单元激励分布

其中, $A_{\max}$ 为满阵天线单元激励的最大幅值, A_n 为第 n 个阵元的激励值, t 为稀疏常量。

为了进一步实现等间隔分布同心圆阵列天线两个子阵的稀疏交错密度加权阵的设计,并确保交错子阵天线的方向图性能近似一致,避免两个子阵单元的位置发生冲突,首先对同心圆阵列天线方向图频谱能量值进行排序(排序后同心圆阵列天线单元的激励分布如图5(b)所示),然后通过奇偶交错的方式选取同心圆子阵天线单元上的激励,保证子阵单元保留下来的概率近似一致。在确定子阵1和子阵2的阵元位置后,将阵元上的激励值置为1,完成共享孔径稀疏交错同心圆阵的设计。

两子阵交错的同心圆阵稀疏交错优化布阵的主要步骤如下,本文方法可以推广到多子阵交错的同心圆阵稀疏交错优化布阵中。

(1) 以稀疏率 $f=50\%$ 随机稀疏阵元数为 N 的

同心圆天线阵列,设置阵元激励值 I_{mn} 为1。

(2) 计算稀疏后的同心圆阵的归一化方向图函数 AF。

(3) 对 AF 旁瓣区域的电平值进行判定,令方向图旁瓣电平峰值等于旁瓣约束值,其他区域的旁瓣电平值保持不变。

(4) 对校正后的 AF 进行 $K \times K$ 点的二维快速傅里叶变换,得到新的方形激励能量矩阵 A_{mn} 。

(5) 对 A_{mn} 进行三次插值,得到同心圆阵列天线单元上的激励值,生成新的激励能量矩阵 A_m 。对其按照由大到小的顺序进行排列,生成向量 A_f 。将 $A_f(1), A_f(3), \dots, A_f(N-1)$ 处的激励对应应在 A_m 上的位置作为子阵1阵元所在的位置,其余位置激励对应应在 A_m 上的位置作为子阵2阵元所在的位置,令子阵单元上的激励值为1。

(6) 计算稀疏交错后的子阵天线方向图,对生成的共享孔径稀疏交错同心圆阵列天线进行性能评估,验证交错机制的有效性和准确性。

3 仿真与分析

3.1 交错机制的仿真验证

为了验证本文提出的同心圆阵列天线稀疏交错机制能对多阵元的同心圆阵进行稀疏交错优化布阵,利用该机制对9圆环等间隔均匀布阵的279元同心圆阵列天线进行稀疏交错优化,并根据同心圆阵稀疏交错的优化模型对生成的子阵方向图性能进行评估。为了实现两个子阵交错布阵,且子阵天线具有类似的方向图性能,假设阵元均为理想的全向性单元,单元数为279,两个子阵的单元数近似相同,即稀疏率为139/278,同心圆阵列天线各圆环天线单元分布见表1,其中,“0”圆环代表圆心位置。

表1 同心圆阵列天线各圆环的单元分布结构

圆环	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
单元总数/个	1	6	12	18	25	31	37	43	50	56
半径(波长 λ)	0	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5



表2 子阵天线各圆环的单元分布结构

圆环	子阵1 单元位置	子阵2 单元位置
0	0	1
1	000111	111000
2	001101100110	110010011001
3	010101011001010110	101010100110101001
4	0110011110001110000110011	1001100001110001111001100
5	0101111101011010100101000001010	1010000010100101011010111110101
6	0011000010100100001111011010111100111	1100111101011011110000100101000011000
7	0001101110001111110110010000001110001001110	111001000111000000100110111110001110110001
8	10011110101010101001011100011000100010111011000101	011000010101010101010100011100111011101000100111010
9	11101010010101001010001010001101011101001011101101010001	00010101101010110101110101110010100010110100010010101110

利用本文提出的稀疏交错优化方法对同心圆阵列天线进行稀疏交错优化布阵,得到的子阵天线各圆环的单元分布结构见表2,其中“1”表示该位置存在阵元且阵元的激励为1,“0”表示该位置的阵元被稀疏。从表2可知,子阵1和子阵2

交错分布在同一个同心圆环孔径上,子阵单元位置没有重叠嵌套,交错子阵的三维方向图如图6所示。从图6(a)和图6(b)可知,子阵1和子阵2的方向图形状近似相同,相对于随机稀疏的同心圆阵列天线方向图,子阵1和子阵2的方向

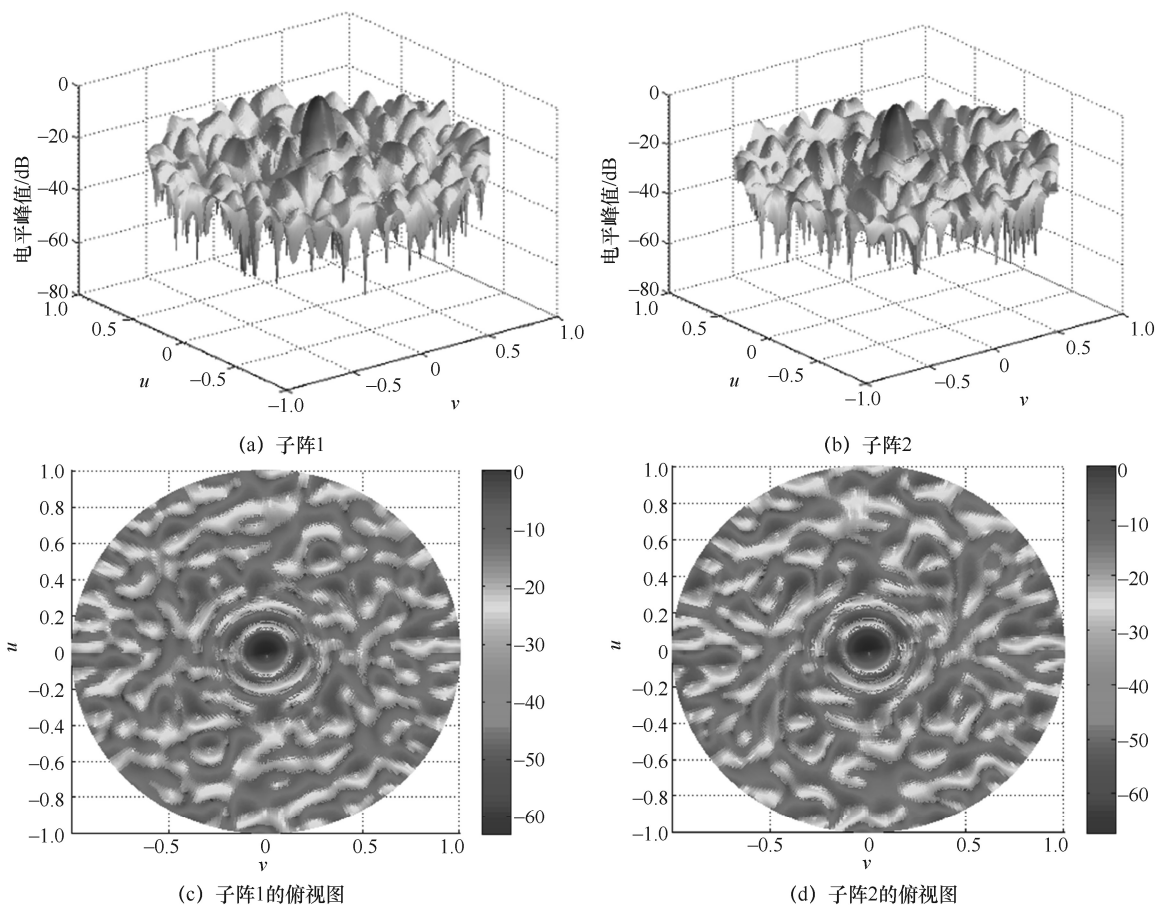


图6 交错子阵的三维方向图

图旁瓣电平峰值都有了一定程度的降低;从图6(c)和图6(d)可知,两个子阵的方向图主瓣宽度一致,且指向同一方位,子阵方向图旁瓣区域的电平值趋于一致,且方向图旁瓣电平峰值和零陷(即主瓣最小电平值)出现的位置大致相同。为了更

精确地比较交错子阵的方向图性能,观测不同方向的子阵天线截面方向图,交错平面阵列的截面方向图如图7所示。

从图7可知,子阵1天线方向图旁瓣电平峰值为 -15.02 dB ,子阵2的方向图旁瓣电平峰值为

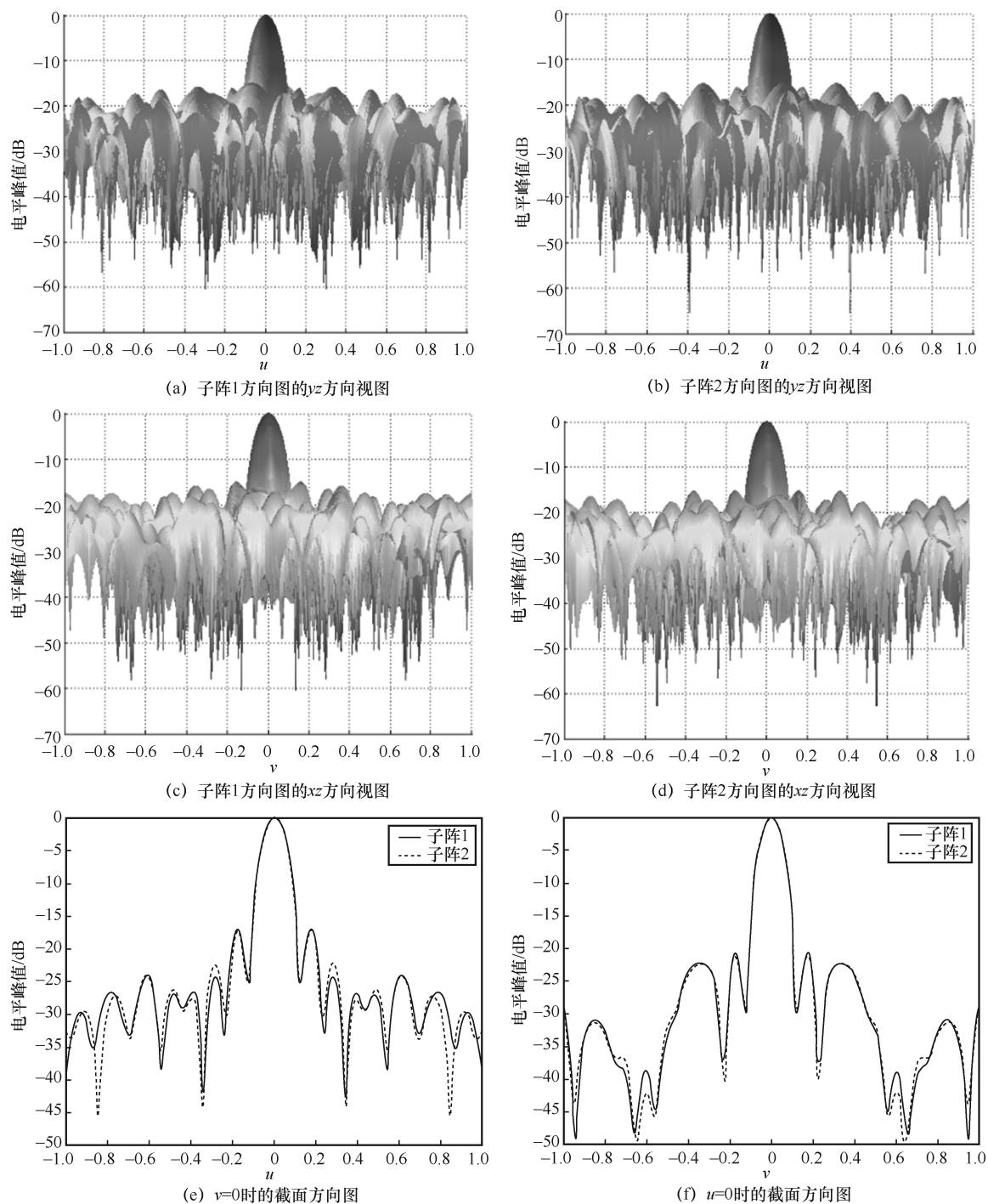


图7 交错平面阵列的截面方向图



表 3 交错子阵方向图性能参数

方位	主瓣宽度	子阵 1 旁瓣电平峰值 PSL1/dB	子阵 2 旁瓣电平峰值 PSL2/dB	PSL1-PSL2 /dB
全方位	0.24	-15.02	-15.25	0.23
$u=0$	0.24	-16.70	-17.17	0.47
$v=0$	0.24	-17.04	-17.79	0.75

-15.25 dB, 相对于以 50%稀疏率随机稀疏的同心圆阵列天线方向图旁瓣电平峰值-10.67 dB, 相应减小了 4.35 dB 和 4.58 dB, 子阵 1 和子阵 2 方向图旁瓣电平峰值的差值为 0.23 dB。从图 7(e) 和图 7(f) 可知, 在 $u=0$ 和 $v=0$ 时, 子阵天线方向图几乎重合。当 $u=0$ 时, 子阵 1 方向图的旁瓣电平峰值为-16.7 dB, 子阵 2 的旁瓣电平峰值为-17.17 dB, 两者之间的差值为 0.47 dB, 子阵 1 和子阵 2 的方向图主瓣宽度相等。当 $v=0$ 时, 子阵 1 方向图的旁瓣电平峰值为-17.04 dB, 子阵 2 的旁瓣电平峰值为-17.79 dB, 两者之间的差值为 0.75 dB, 子阵 1 和子阵 2 的方向图主瓣重合, 宽度相等, 交错子阵方向图性能参数见表 3。从表 3 可知, 相对于随机稀疏方法, 利用本文提出的稀疏交错机制得出的两个子阵具有更低的旁瓣电平峰值, 同时方向图性能趋于一致。需要特别说明的是, 虽然两个交错分布的子阵阵元位置并不对称, 但在选取子阵单元位置时是根据单元对方向图的贡献大小进行选取的, 因此依据本文提出的稀疏交错机制确定的子阵天线方向图依然可以保持对称的特性。

3.2 激励权值对交错子阵方向图的影响

本文主要研究的是阵列单元位置对天线方向图的影响, 寻求两个子阵稀疏交错分布在同一个同心圆天线孔径的优化方法, 通过优化单元位置降低子阵天线方向图的旁瓣电平峰值, 实现阵列天线稀疏优化布阵。需要特别说明的是, 阵列天线设计在工程应用中是一个需要系统解决的优化问题。虽然利用本文方法稀疏交错优化后的阵列天线旁瓣电平峰值相对于工程应用要求来说较高, 但阵列天线单元位置优化是阵列天线其他优化研究工作的基础和前提(包括阵元激励优化、

阵元扰动、互耦和通道不一致误差的估计与消除), 在优化子阵单元位置后, 可以通过优化算法(如遗传算法、萤火虫算法等)对稀疏交错子阵单元上的激励进行进一步优化, 以进一步降低子阵天线方向图的旁瓣电平峰值, 本文不再详述。

3.3 旁瓣约束值的讨论

旁瓣约束值主要针对满阵天线, 它的选取直接影响了阵列采样点激励在前段的集中程度, 其目的主要是降低子阵天线的旁瓣电平峰值, 当阵列天线为满阵时, 天线的旁瓣电平值能够满足约束要求, 但由于稀疏子阵只选取了阵列天线的部分激励点, 因此稀疏后的子阵天线方向图(部分激励点做傅里叶变换获得的值)旁瓣电平峰值是无法满足约束要求的, 选取一个合理的旁瓣约束值能够使目标方向图对应的激励点值集中分布在激励的前段部分, 使得在只选取激励前段部分点值做傅里叶逆变换得到的方向图旁瓣电平峰值更好地接近旁瓣约束值, 达到降低子阵天线方向图旁瓣电平值与旁瓣约束值之间差值的目的, 因此旁瓣约束值并不是越大越好或者越小越好, 通过前期大量的仿真结果得出, 在选取旁瓣约束峰值时一般选大于优化后稀疏阵列天线旁瓣电平峰值 10~15 dB 的值优化效果最好。

4 结束语

本文基于均匀同心圆阵列天线激励与其方向图存在的二维傅里叶-贝塞尔变换的关系, 通过对稀疏同心圆阵列天线方向图旁瓣电平进行约束, 利用约束后方向图采样的快速傅里叶变换得出约束后方向图的频谱能量分布, 采取三次插值的方法实现方阵频谱能量到同心圆阵列天线单元

激励矩阵的转换;进一步根据密度加权的相关原理,通过奇偶交错选取阵元激励确定子阵天线单元位置,实现同心圆天线阵列稀疏机制与交错机制的有机统一。仿真实验表明,利用本文提出的方法设计出来的共享孔径稀疏交错的同心圆阵列天线的子阵天线方向图性能基本一致,子阵单元稀疏交错分布在同一个同心圆阵列天线孔径上,避免了子阵天线单元的重叠嵌套,单个子阵天线方向图旁瓣电平峰值相对于同等稀疏率的随机稀疏同心圆阵列天线旁瓣电平峰值低 4 dB 以上,实现了窄波束、低副瓣的两个子阵交错的共享孔径同心圆阵列天线设计。本文提出的交错机制可以通过改变天线单元激励的选取方式直接拓展至多子阵交错的共享孔径同心圆天线阵列的稀疏交错优化布阵。

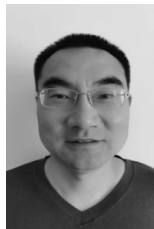
参考文献:

- [1] ZHONG S S, SUN Z, KONG L B, et al. Tri-band dual-polarization shared-aperture microstrip array for SAR applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, 60(9): 4157-4165.
- [2] 苏志刚, 陈欣然, 郝敬堂. 基于粒子群优化的圆阵列波束形成方法[J]. *系统工程与电子技术*, 2020, 42(7): 1449-1454.
SU Z G, CHEN X R, HAO J T. Circular array beamforming method based on particle swarm optimization[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2020, 42(7): 1449-1454.
- [3] 李燕, 严永财. 基于同心圆阵列的结构光主动视觉系统标定算法[J]. *电子学报*, 2021, 49(3): 536-541.
LI Y, YAN Y C. A novel calibration method for active vision system based on array of concentric circles[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2021, 49(3): 536-541.
- [4] 潘玉剑, 宋慧娜. 基于混合基线的任意平面阵列干涉仪测向方法[J]. *电子与信息学报*, 2021, 43(12): 3703-3709.
PAN Y J, SONG H N. Direction finding method with arbitrary planar array based on mixed baselines[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, 43(12): 3703-3709.
- [5] 薛正辉, 李伟明, 任武. 阵列天线分析与综合[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2011: 73-78.
XUE Z H, LI W M, REN W. Analysis and synthesis of array antennas[M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics Press, 2011: 73-78.
- [6] 赵菲, 齐会颖, 肖科, 等. 考虑互耦修正的共形天线阵方向图综合研究[J]. *国防科技大学学报*, 2011, 33(6): 84-88.
ZHAO F, QI H Y, XIAO K, et al. The study of the conformal array pattern synthesis including mutual coupling[J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2011, 33(6): 84-88.
- [7] 王停, 夏克文, 张文梅, 等. 基于改进 QPSO 算法的阵列天线方向图综合[J]. *电子学报*, 2013, 41(6): 1177-1182.
WANG T, XIA K W, ZHANG W M, et al. Pattern synthesis of array antenna with modified quantum particle swarm optimization algorithm[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2013, 41(6): 1177-1182.
- [8] 严韬, 陈建文, 鲍拯. 基于改进遗传算法的天波超视距雷达二维阵列稀疏优化设计[J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(12): 3014-3020.
YAN T, CHEN J W, BAO Z. Optimization design of sparse 2-D arrays for over-the-horizon radar(OTHR) based on improved genetic algorithm[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(12): 3014-3020.
- [9] 徐艳红, 史小卫, 许京伟, 等. 基于响应矢量优化的共形阵列稳健波束形成方法[J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(9): 2220-2226.
XU Y H, SHI X W, XU J W, et al. Robust beamforming based on response vector optimization for conformal array[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(9): 2220-2226.
- [10] HAUPT R L. Thinned arrays using genetic algorithms[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1994, 42(7): 993-999.
- [11] HAUPT R L. Interleaved thinned linear arrays[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2005, 53(9): 2858-2864.
- [12] QUEVEDO-TERUEL O, RAJO-IGLESIAS E. Ant colony optimization in thinned array synthesis with minimum sidelobe level[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2006(5): 349-352.
- [13] PATHAK N, MAHANTI G K, SINGH S K, et al. Synthesis of thinned planar circular array antennas using modified particle swarm optimization[J]. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 2009(12): 87-97.
- [14] CHATTERJEE A, MAHANTI G K, PATHAK N. Comparative performance of gravitational search algorithm and modified particle swarm optimization algorithm for synthesis of thinned scanned concentric ring array antenna[J]. *Progress in Electromagnetics Research B*, 2010(25): 331-348.
- [15] OLIVERI G, MASSA A. ADS-based array design for 2-D and



- 3-D ultrasound imaging[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2010, 57(7): 1568-1582.
- [16] SINGH U, KAMAL T S. Optimal synthesis of thinned arrays using biogeography based optimization[J]. Progress in Electromagnetics Research M, 2012(24): 141-155.
- [17] KUMAR B P, BRANNER G. Design of low sidelobe circular ring arrays by element radius optimization[J]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1999 Digest Held in Conjunction With: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat No 99CH37010), 1999(3): 2032-2035.
- [18] 谢欢欢, 景跃骐, 李艳. 0-1 规划的稀布同心圆阵方法研究[J]. 电子学报, 2018, 46(1): 61-67.
- XIE H H, JING Y Q, LI Y. Research on sparse concentric ring array based on 0-1 programming[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(1): 61-67.
- [19] OLIVERI G, CARLIN M, MASSA A. BCS-based formulations for antenna arrays synthesis[C]//Proceedings of 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). Piscataway: IEEE Press, 2012: 1500-1501.
- [20] DU PLESSIS W P. Weighted thinned linear array design with the iterative FFT technique[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(9): 3473-3477.

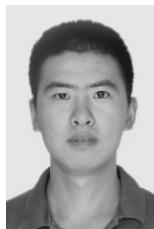
[作者简介]



谷志刚(1975—), 男, 空军通信士官学校教授, 主要研究方向为信号处理、通信系统等。



李龙军(1988—), 博士, 男, 空军通信士官学校讲师, 主要研究方向为阵列信号处理、网络安全等。



胡继宽(1989—), 男, 空军通信士官学校讲师, 主要研究方向为信号处理、信息交换等。