

酉矩阵束方法的阵列稀布优化研究

徐娟 张月 赵建平

(曲阜师范大学 物理工程学院, 山东 济宁 273165)

摘要 阵列天线的稀布优化是近年来的研究热点,该技术在保证方向图性能不变的情况下,减少阵元数目,重新规划阵列中阵元的排布.本文使用酉矩阵束算法对全波仿真阵列进行稀布优化,得到稀布后阵列的阵元数目、阵元位置和阵元激励等信息,并将稀布阵的阵元数目、位置和激励等信息带入到 HFSS 里,对稀布阵进行仿真建模,将稀布阵列和原阵列的方向图、阵元位置、阵元激励等信息进行比较,验证算法的实用性和精确性.

关键词 阵列天线;稀布优化;酉矩阵束算法;建模仿真

中图分类号 TN92

文献标识码 A

0 引言

天线是一种用来发射和接收电磁波的设备,被广泛应用于雷达、广播、导航等民用和军事领域.天线种类繁多,涉及的工作频段范围很宽^[1].在实际的工程应用中,由于单个天线的辐射方向图的主瓣宽度较宽,天线的方向性及增益有限,故单个天线很难满足特定的需求.为了获得良好的天线特性,往往需要采用阵列天线.针对阵列天线的稀布优化是近年来的研究热点.对天线阵列进行稀布可以简化天线馈电系统,节约天线设计成本. Skolnik 等人提出了经典密度加权方法^[2].该方法的实现比较简单,得到的解可能是最优解,但是计算量比较大,且很多情况下得到的是接近最优解的次优解.穷举法^[3]开始被应用于解决阵列天线优化设计问题.穷举法可以保证找到最优解,但是其运算量较大,且随着变量的个数呈指数规律增长,故穷举法不适合用于大型阵列天线的稀疏优化.国内学者姚昆提出分区动态规划方法^[4].该方法适用于线阵的稀疏优化,得出峰值旁瓣电平较小的阵列.

随着计算机技术和智能优化算法的不断发展,很多优化算法被应用于阵列优化当中.用于稀布阵列天线综合的算法主要包括遗传算法^[5,6]、粒子群算法^[7]、矩阵束方法^[8-10]、前后向矩阵束算法^[11,12]、酉矩阵束算法^[13].遗传算法是一种全局搜索算法,利用自然中优胜劣汰、适者生存的自然遗传规律实现对种群的进化.粒子群优化算法是由 Kennedy 和 Eherhart 首先提出的一种全局的随机搜索算法,被广泛应用于模式分类、函数优化、神经网络训练、模糊系统控制以及其它领域中.目前,许多文献将矩阵束算法应用于阵列的优化,但是该方法只适用于笔形波束方向图综合,对带相位加权的阵列,性能较差.这是由于矩阵束算法的矩阵运算是在复数域进行的,所以求得的阵元位置也可能是复数,需要进行近似处理,舍弃掉虚数部分,因此会产生误差.前后向矩阵束方法是矩阵束方法的改进型,该方法对与位置对应的极点施加必要的限制,使赋形效果更加精确.但是,这种方法没办法从根本上解决阵元位置为复数的情况.酉矩阵束算法将复数域运算通过酉变换变成实数域运算,这样一来可以提高算法的运算精度.相比于传统遗传算法和粒子群算法以及矩阵束算法、前后向矩阵束算法,酉矩阵束算法具有运算时间少,拟合精度高等优点.近两年,南京理工大学的陈如山教授团队使用酉矩阵束算法对阵列进行优化研究.但是也只是停留在理想的算法条件下,本文将酉矩阵

收稿日期:2020-04-07

基金项目:国家青年科学基金项目(61701278);山东省博士基金项目(ZR2017BF017);毫米波国家重点实验室开放课题(K201929)资助

通讯作者:徐娟,女,汉,博士,副教授,研究方向:微波器件与天线优化设计,E-mail:xujuan25@163.com.

束算法与全波仿真阵列进行结合,对仿真阵列进行稀布优化,进一步验证了算法的精确性和实用性.

1 酉矩阵束算法理论

假设空间中的一个阵元如图 1. 有 M 个阵元组成的面阵,第 i 个阵元的位置为 (r_i, θ_i, ϕ_i) ,激励为 R_i ^[13]. r_i 代表阵元位置到坐标原点的距离, θ_i 是阵元位置的俯仰角, ϕ_i 是它的方位角,每个阵元都是全向辐射元.

平面阵因子为 $F(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^P R_i e^{jk_0(d_x u + d_y v)}$, 其中 $k_0 = 2\pi/\lambda$, λ 是工作波长. $U = \sin\theta \cos\phi$, $v = \sin\theta \sin\phi$, $0 \leq \theta \leq \pi$, $0 \leq \phi \leq 2\pi$. (d_x, d_y) 表示平面内第 i 个阵元的坐标. 数学模型为^[14]

$$\min\{Q\} \quad \{\text{st.} \{ \min_{R_i, d_x, d_y} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 |F(u, v) - \sum_{i=1}^Q R_i \exp[jk_0(d'_x u + d'_y v)]|^2 du dv \leq \epsilon \} \}.$$

对期望方向图从 $u = -1$ 到 $u = 1$ 和 $v = 1$ 到 $v = -1$ 等间隔进行采样,采样点数分别为 M, N . 则 $m = -S, -S+1, \dots, S-1, S; n = -T, -T+1, \dots, T-1, T; M = 2S+1; N = 2T+1$. 任意采样点的值为

$$f(m, n) = \sum_{i=1}^P R_i x_i^m y_i^n, \quad x_i = e^{jk d_x \Delta_1} = e^{j\omega_x}, \quad y_i = e^{jk d_y \Delta_2} = e^{j\omega_y}$$

其中 $\omega_x = k d_x \Delta_1$, $\omega_y = k d_y \Delta_2$, $\Delta_1 = 1/S$, $\Delta_2 = 1/T$.

采样数据构成增广矩阵

$$\mathbf{D}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_0 & \mathbf{D}_1 & \cdots & \mathbf{D}_{M-B} \\ \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 & \cdots & \mathbf{D}_{M-B+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{D}_{B-1} & \mathbf{D}_B & \cdots & \mathbf{D}_{M-1} \end{bmatrix},$$

矩阵中

$$\mathbf{D}_m = \begin{bmatrix} f(m, 0) & f(m, 1) & \cdots & f(m, N-C) \\ f(m, 1) & f(m, 2) & \cdots & f(m, N-C+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f(m, C-1) & f(m, C) & \cdots & f(m, N-1) \end{bmatrix},$$

其中 B, C 满足

$$\begin{cases} (B-1)C \geq P, \\ B(C-1) \geq P, \\ (M-B+1)(N-C+1) \geq P. \end{cases}$$

将复数矩阵 \mathbf{D}_e 变换为实数矩阵,先将其变换为 centro-Hermitian 矩阵 $\mathbf{D}_{ch} = [\mathbf{D}_e, \mathbf{\Pi}_{e1} \mathbf{D}_e^* \mathbf{\Pi}_{e2}]$.

经过酉变换,可得实数矩阵 $\mathbf{Y}_{ch1}^H \mathbf{D}_{ch} \mathbf{Y}_{ch2} = \mathbf{D}_r$, 其中 $\mathbf{\Pi}_{e1}, \mathbf{\Pi}_{e2}$ 是交换矩阵. 而一个维数为 $D \times D$ 的交换矩阵可以表示为

$$\mathbf{\Pi}_D = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$\mathbf{\Pi}_{e1}, \mathbf{\Pi}_{e2}$ 的维数分别是 $BC \times BC, (M-B+1) \times (N-C+1)$. $\mathbf{Y}_{ch1}, \mathbf{Y}_{ch2}$ 是酉矩阵,维数分别为 $BC \times BC, 2(M-B+1)(N-C+1) \times 2(M-B+1)(N-C+1)$. 一个 $G \times G$ 维的酉矩阵表达式为

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_G = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_D & j\mathbf{I}_D \\ \mathbf{\Pi}_D & -j\mathbf{\Pi}_D \end{bmatrix}_{G \times G}, G = 2D, \\ \mathbf{Y}_G = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_D & 0 & j\mathbf{I}_D \\ 0^T & \sqrt{2} & 0^T \\ \mathbf{\Pi}_D & 0 & -j\mathbf{\Pi}_D \end{bmatrix}_{G \times G}, G = 2D + 1. \end{cases}$$

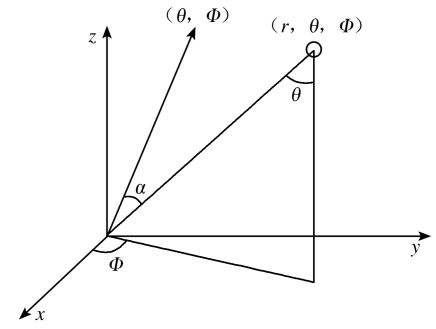


图 1 阵元的参考坐标

对矩阵 \mathbf{D}_r 进行奇异值分解 $\mathbf{D}_r = \mathbf{U}\Sigma\Sigma^H$, 矩阵 \mathbf{D}_r 的奇异值为 $\{\sigma_i\}$, $\Sigma = \text{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_M, \dots, \sigma_W; \sigma_1 \geq \sigma_2 \dots \geq \sigma_W\}$.

舍弃掉 Σ 中一些不重要的奇异值, 可得 \mathbf{D}_r 的低秩逼近矩阵

$$\begin{cases} \mathbf{D}_r \approx \mathbf{U}_{LQ} \sum_Q \mathbf{V}_{LQ}^H, \mathbf{U}_{LQ} = [u_1, u_2, \dots, u_Q], \\ \sum_Q = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_Q), \mathbf{V}_{LQ} = [v_1, v_2, \dots, v_Q]. \end{cases}$$

Q 可通过下式确定

$$Q = \min \left\{ q; \frac{\sqrt{\sum_{m=q+1}^M \sigma_m^2}}{\sqrt{\sum_{m=1}^q \sigma_m^2}} < \varepsilon \right\}.$$

求解特征值 ω_x, ω_y ^[15] $\tan\left(\frac{\omega_x}{2}\right) \text{Re}(\mathbf{Y}_{31}^H \mathbf{J}_3 \mathbf{Y}_{32}) \mathbf{U}_{LQ} = \text{Im}(\mathbf{Y}_{31}^H \mathbf{J}_3 \mathbf{Y}_{32}) \mathbf{U}_{LQ}, \mathbf{J}_3 = [0_{(BC-C) \times C}, \mathbf{I}_{(BC-C)}]_{(BC-C) \times (BC)}.$

引入置换矩阵 \mathbf{P}

$$\begin{aligned} \mathbf{P} &= [p^T(1), p^T(1+C), \dots, p^T(1+(B-1)C), \\ & p^T(2), p^T(2+C), \dots, p^T(2+(B-1)C), \\ & \dots \\ & p^T(C), p^T(C+C), \dots, p^T(C+(B-1)C)]^T. \end{aligned}$$

将 \mathbf{P} 进行酉变换 $\mathbf{PP} = \mathbf{Y}_{32}^H \mathbf{P} \mathbf{Y}_{32}, \mathbf{U}_{sp} = \mathbf{PP} * \mathbf{U}_s$, 可得 $\tan\left(\frac{\omega_y}{2}\right) \text{Re}(\mathbf{Y}_{51}^H \mathbf{J}_5 \mathbf{Y}_{52}) \mathbf{E}_{sy} = \text{Im}(\mathbf{Y}_{51}^H \mathbf{J}_5 \mathbf{Y}_{52}) \mathbf{E}_{sy}, \mathbf{J}_5 = [0_{(BC-B) \times B}, \mathbf{I}_{(BC-B)}]_{(BC-B) \times (BC)}.$

将特征值进行配对

$$\begin{aligned} F_1 &= [\text{Re}(\mathbf{Y}_{31}^H \mathbf{J}_3 \mathbf{Y}_{32}) \mathbf{E}_{sx}] + [\text{Im}(\mathbf{Y}_{31}^H \mathbf{J}_3 \mathbf{Y}_{32}) \mathbf{E}_{sx}] = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{W}_x \mathbf{T}, \\ F_2 &= [\text{Re}(\mathbf{Y}_{51}^H \mathbf{J}_5 \mathbf{Y}_{52}) \mathbf{E}_{sy}] + [\text{Im}(\mathbf{Y}_{51}^H \mathbf{J}_5 \mathbf{Y}_{52}) \mathbf{E}_{sy}] = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{W}_y \mathbf{T}, \end{aligned}$$

引入变量 β 将 F_1, F_2 进行线性组合, 进行对角化分解

$$\beta F_1 + (1 - \beta) F_2 = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{D} \mathbf{T},$$

\mathbf{T} 为变换矩阵

$$\mathbf{W}_x = \mathbf{T} \mathbf{F}_1 \mathbf{T}^{-1}, \mathbf{W}_y = \mathbf{T} \mathbf{F}_2 \mathbf{T}^{-1},$$

$$\mathbf{W}_x = \text{diag}\left(\tan\left(\frac{\omega_{1x}}{2}\right), \tan\left(\frac{\omega_{2x}}{2}\right), \dots, \tan\left(\frac{\omega_{Qx}}{2}\right)\right), \mathbf{W}_y = \text{diag}\left(\tan\left(\frac{\omega_{1y}}{2}\right), \tan\left(\frac{\omega_{2y}}{2}\right), \dots, \tan\left(\frac{\omega_{Qy}}{2}\right)\right),$$

求解阵元位置

$$d_x = \frac{\omega_x}{k_0 \Delta_1}, d_y = \frac{\omega_y}{k_0 \Delta_2}$$

求阵元激励

$$\mathbf{R} = \mathbf{E}_L^+ \mathbf{D}_d \mathbf{E}_R^+, \begin{cases} \mathbf{E}_L^+ = (\mathbf{E}_L^H \mathbf{E}_L)^{-1} \mathbf{E}_L^H, \\ \mathbf{E}_R^+ = \mathbf{E}_R^H (\mathbf{E}_R \mathbf{E}_R^H)^{-1}, \end{cases}$$

$$\text{其中 } \mathbf{E}_R = [\mathbf{Y}_R, \mathbf{X}_d \mathbf{Y}_R, \dots, \mathbf{X}_d^{M-B} \mathbf{Y}_R], \mathbf{E}_L = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_C \mathbf{X}_d^{-S} \\ \mathbf{Y}_C \mathbf{X}_d^{-S+1} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_C \mathbf{X}_d^{B-S-1} \end{bmatrix}, \mathbf{Y}_C = \begin{bmatrix} (y_1)^{-T} & (y_2)^{-T} & \dots & (y_Q)^{-T} \\ (y_1)^{-T+1} & (y_2)^{-T+1} & \dots & (y_Q)^{-T+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (y_1)^{C-1-T} & (y_2)^{C-1-T} & \dots & (y_Q)^{C-1-T} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Y}_R = \begin{bmatrix} 1 & y_1 & \dots & y_1^{(N-C)} \\ 1 & y_2 & \dots & y_2^{(N-C)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & y_Q & \dots & y_Q^{(N-C)} \end{bmatrix}, \mathbf{X}_d = \text{diag}(x_1, x_2, \dots, x_Q), \text{取 } R \text{ 对角线上元素可得阵元激励.}$$

2 天线单元及阵列仿真

2.1 天线单元仿真

天线单元采用介电常数为 2.2 的 Rogers 5880 介质基板,采用同轴馈电的方式,单元如图 2 所示,单元尺寸为 $L=7\text{ mm}$, $W=8\text{ mm}$, $a=2.8\text{ mm}$, $b=1.6\text{ mm}$, 介质基板厚度 $h=0.508\text{ mm}$, 探针的半径为 $r=0.021\text{ mm}$, 仿真软件采用 HFSS 13.0 软件. 建立仿真模型后,运行仿真软件,可以得到仿真结果.

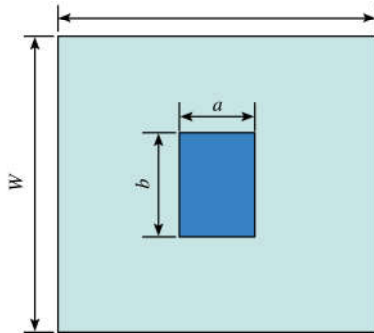


图 2 天线单元仿真正视图

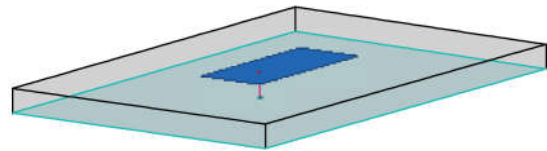


图 3 天线单元仿真侧视图

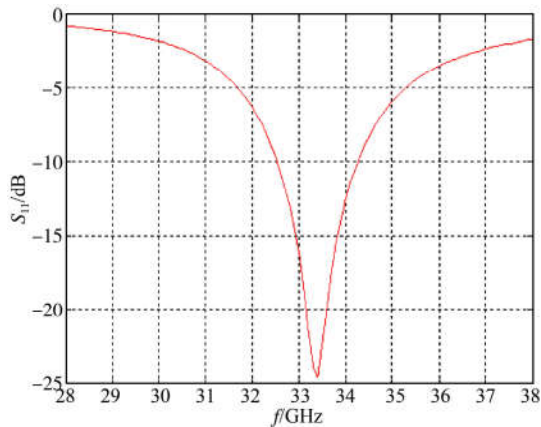


图 4 天线单元 S_{11}

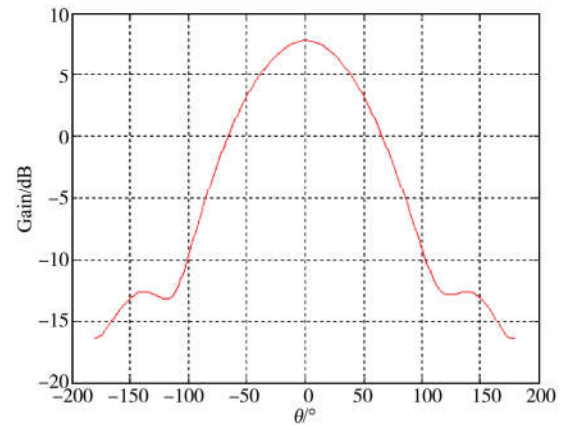


图 5 天线单元的平面方向图

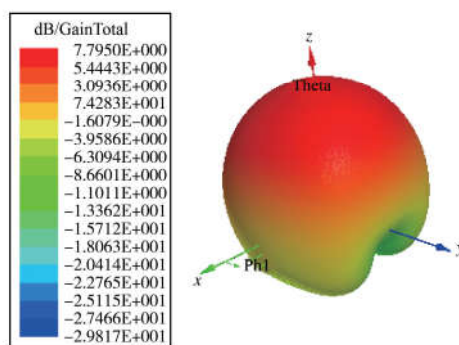


图 6 天线单元的三维方向图

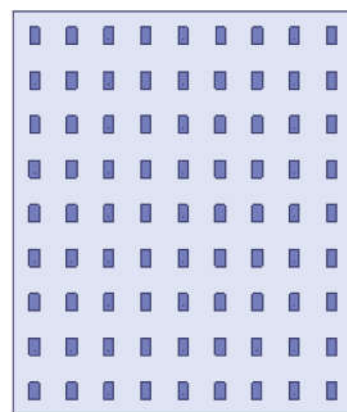


图 7 9×9 阵列天线仿真模型

由图 4 单元的 S_{11} 特性可以看出天线单元的工作频段约为 32.5-34.2 GHz,中心频率约为 33.4 GHz. 由图 5 和图 6 得天线单元方向图增益为 7.795 dB,波束指向为 0° .

2.2 天线阵列仿真

由单元构成的一个 9×9 阵列如图 7 所示,阵元间距为波长的一半. 运行 HFSS 仿真软件,得到阵列仿真结果.

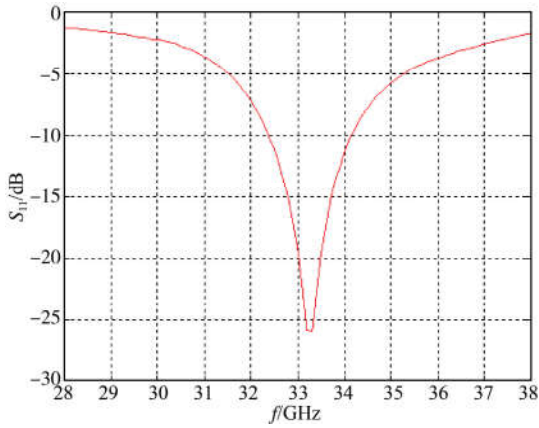


图 8 9×9 阵列天线 S₁₁ 特性

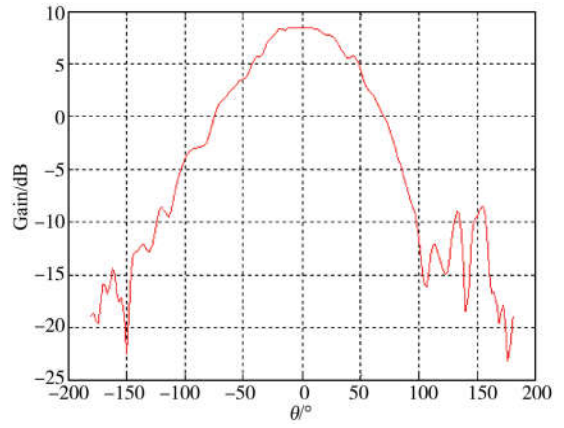


图 9 9×9 阵列天线平面方向图

由图 8 可以看出天线阵列的中心频率同样在 33.4 GHz 处,通过比较图 6 和图 10 可以看出虽然阵列的三维方向图不如单元的圆滑,但是阵列的方向图增益比天线单元高出大约 1.33 dB,更加容易满足对于增益有要求的工程.由图 11 天线单元和阵列的方向图对比,可以看出阵列的增益更优于单元.

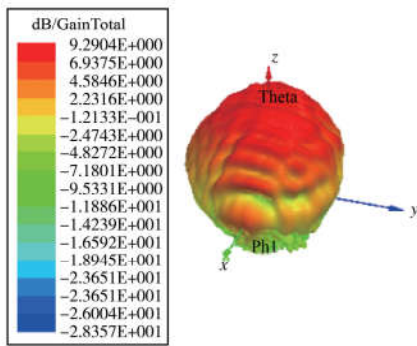


图 10 9×9 阵列天线三维方向图

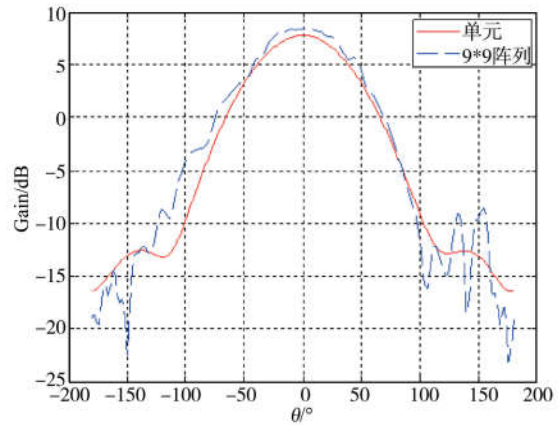


图 11 阵列与单元方向图对比

3 酉矩阵束算法稀布阵列

将天线单元的增益信息从 HFSS 仿真软件中导出,带入到 UMP 算法中,与算法中的阵因子相乘,进一步对阵列天线仿真模型进行稀布优化,算法运算软件采用 MATLAB R2013b.对上述 9×9 阵列进行稀布,得到一个 6×6 的阵列,稀布率为 44.4%.极大地减少了成本,降低了工程造价,同时也减少了阵元间耦合.UMP 优化结果如图 12-16.

图 12 和图 13 可以看出阵列优化前后方向图性能并未受太大影响,由图 16 平面方向图对比可以看出稀布后的方向图与之前阵列方向图拟合效果较优.由图 14 可看出使用 UMP 方法稀布后的阵列阵元排布比较稀疏,减小了阵元间的耦合.图 15 为稀布后的阵元激励,稀布后阵元的具体位置由表 1 给出.

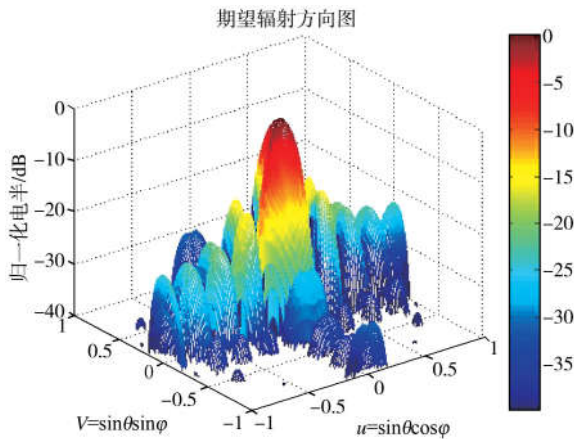


图 12 阵列天线稀布前三维方向图

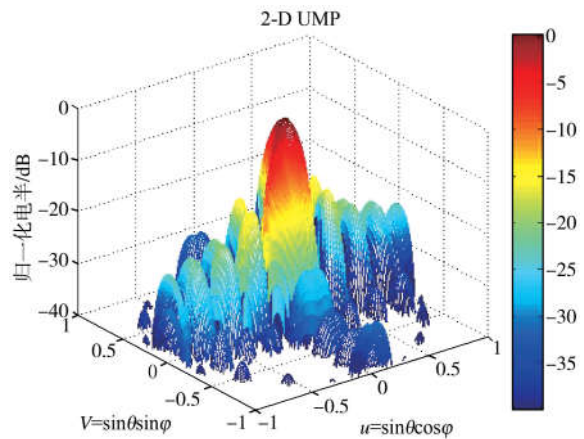


图 13 阵列天线稀布后三维方向图

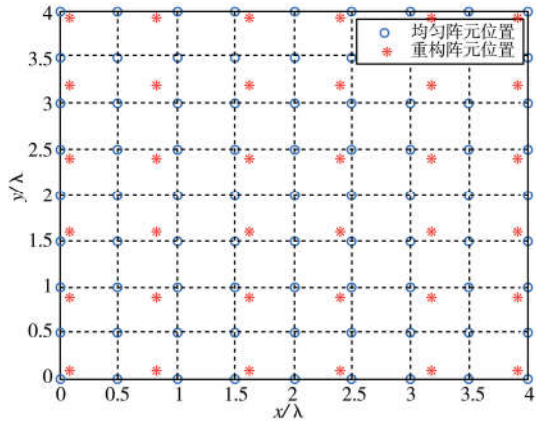


图 14 阵列天线稀布前后阵元位置对比

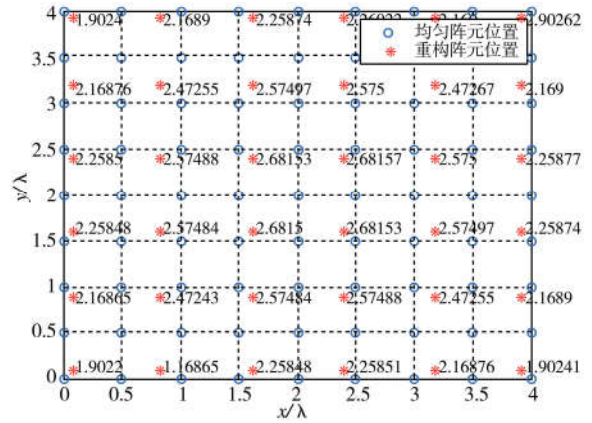


图 15 稀布阵列阵元激励

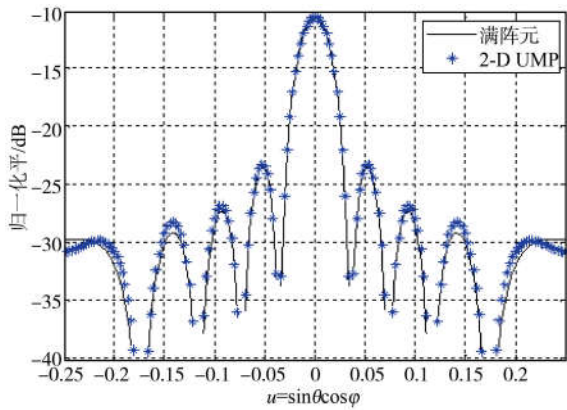
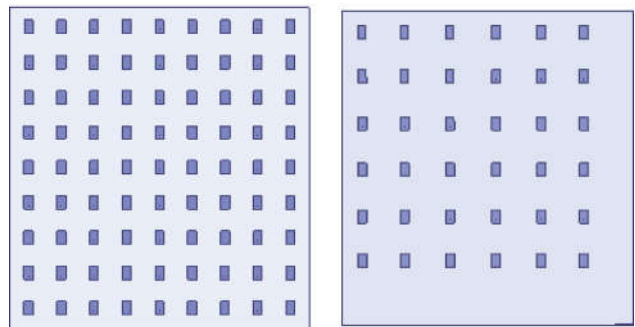


图 16 阵列天线优化前后平面方向图对比



(a) 9×9阵列

(b) 6×6阵列

图 17 稀布前后阵列仿真模型对比

表 1 稀布后的阵元位置

阵元	阵元位置	阵元	阵元位置
1	(0.0899,0.0899)	19	(2.4006,0.0899)
2	(0.0899,0.8138)	20	(2.4006,0.8138)
3	(0.0899,1.5993)	21	(2.4006,1.5993)
4	(0.0899,2.4006)	22	(2.4006,2.4006)
5	(0.0899,3.1861)	23	(2.4006,3.1861)
6	(0.0899,3.9101)	24	(2.4006,3.9101)
7	(0.8138,0.0899)	25	(3.1861,0.0899)
8	(0.8138,0.8138)	26	(3.1861,0.8138)
9	(0.8138,1.5993)	27	(3.1861,1.5993)
10	(0.8138,2.4006)	28	(3.1861,2.4006)
11	(0.8138,3.1861)	29	(3.1861,3.1861)
12	(0.8138,3.9101)	30	(3.1861,3.9101)
13	(1.5993,0.0899)	31	(3.9101,0.0899)
14	(1.5993,0.8138)	32	(3.9101,0.8138)
15	(1.5993,1.5993)	33	(3.9101,1.5993)
16	(1.5993,2.4006)	34	(3.9101,2.4006)
17	(1.5993,3.1861)	35	(3.9101,3.1861)
18	(1.5993,3.9101)	36	(3.9101,3.9101)

由以上结果可以看出使用 UMP 对阵列进行优化,优化后的方向图性能与优化前相差不大,故阵列使用

UMP 方法进行稀布后的阵列方向图性能可以满足工程的要求. 就阵元排布来说, 稀布后的阵元排布更加稀疏, 可以大大减少阵列阵元间的耦合效应, 在满足方向图要求的同时节约了工程设计成本.

4 稀布阵列全波仿真结果

用 UMP 优化阵列后, 将优化的阵元数目、阵元激励和阵元位置等结果带入 HFSS 仿真软件里, 对稀布后的阵列进行仿真建模, 得到稀布后 6×6 的阵列仿真结果, 进一步与稀布前 9×9 阵列的仿真结果对比.

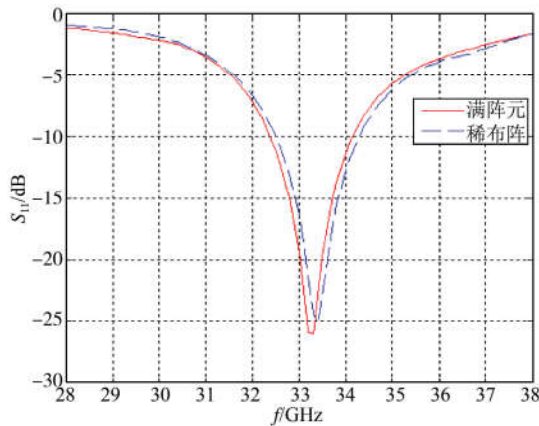


图 18 稀布前后仿真阵列 S_{11} 对比

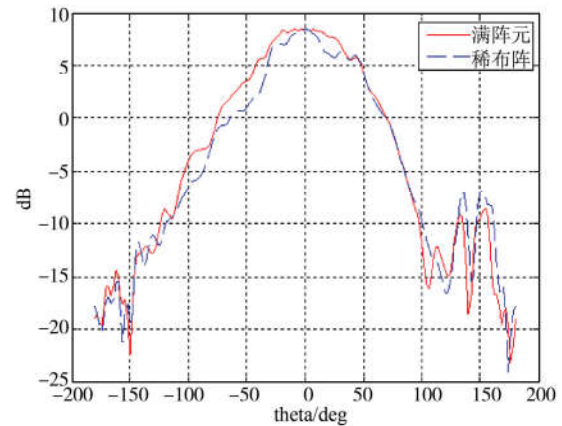


图 19 稀布前后阵列平面方向图对比

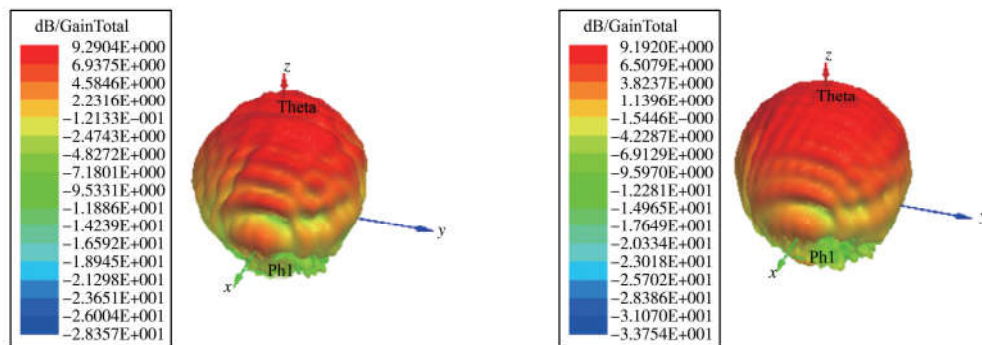


图 20 稀布前后阵列三维方向图对比

由图 19 和图 20 可以看出稀布后的阵列增益比稀布前只减少 0.1 dB, 基本可以满足工程的要求. 另外, 由图 18 可以看出进行稀布后的阵列的 S_{11} 与满阵元的 S_{11} 仅有可忽略不计的微小差异. 由图 17 可以看出, 稀布后的阵列图 17(b) 的阵元排布比图 17(a) 更为稀疏.

通过使用 UMP 方法稀布后的阵列仿真结果与满阵元时候的仿真结果对比, 可以得出以下结论. (1) 稀布阵与满阵元方向图比较, 增益损耗在可接受范围内, 说明稀布优化后的方向图性能良好, 可以满足我们日常工程项目的要求. (2) 稀布以后的阵元排布比稀布前的阵元排布较为稀疏, 可以减少阵元之间的耦合效应, 提高天线阵列的性能. (3) 阵元数目减少, 可以节约工程成本, 同时也降低了阵列系统设计时的复杂性.

5 结论

本文主要使用酉矩阵束的方法来稀布优化阵列, 并对稀布后的阵列进行全波仿真验证. 选取同轴馈电的天线单元, 其中心频率在 33.4 GHz 处, 选用此单元组成的 9×9 阵列使用酉矩阵束算法对其进行优化. 稀布优化后的阵列其方向图与满阵元方向图拟合效果尚佳, 于是在仿真软件 HFSS 里创建稀布优化后的阵列模型, 将其运行结果与满阵元时的仿真模型结果相比较, 其方向图增益只降低约 0.1 dB, 基本可以满足要求. 另外, 稀布后的阵元位置, 在相同的口径范围内稀疏排布, 减小了阵元之间的耦合效应, 阵元数目减少了, 节约了成本. 优化算法与阵列全波仿真相结合, 为以后稀布优化算法满足实际工程上的需求打下基础.

本文虽然将阵列单元的增益带入到优化算法的阵因子表达式中, 但是并未充分考虑阵元之间复杂的耦合关系. 在后续的研究工作中, 可以将阵元间的耦合关系带入到优化算法中, 使算法优化结果更为精确. 另

外,在实际工程里阵列的阵元个数达成千上万个,因此需要更为智能和高效的优化算法。

参 考 文 献

- [1] 束咸荣,何炳发,高铁. 相控阵雷达天线[M]. 北京:国防工业出版社,2017.
- [2] Skolnik M, Sherman J, Ogg F. Statistically designed density-tapered array[J]. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 1964, 12(4): 408-417.
- [3] Lo Y T, Lee S W. A study of space-tapered arrays[J]. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 1966, 14(1): 22-30.
- [4] 姚昆,杨万麟. 最佳稀疏直线阵列分区动态规划法的应用[J]. *电子学报*, 1994(12): 150-156.
- [5] 李蕾,王建明,伍光新等. 基于自适应遗传算法的稀疏阵列天线优化[J]. *现代雷达*, 2017, 39(3): 59-61.
- [6] Jie H E, Feng D, Meng C, et al. L-shape sparse array optimization based on genetic algorithm in MIMO radar[J]. *Telecommunication Engineering*, 2015(15): 1-6.
- [7] Sun S. Unequally spaced sparse array synthesis based on particle swarm optimization[J]. *Fire Control Radar Technology*, 2104(14): 1-7.
- [8] 郑美燕. 基于矩阵束方法的天线阵列优化[D]. 成都:电子科技大学,2013.
- [9] 陈晗. 宽角扫描阵列天线的稀疏优化布阵研究[D]. 南京:南京理工大学,2017.
- [10] Zheng M, Chen K, Wu H, et al. Sparse planar array synthesis using matrix enhancement and matrix pencil[J]. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2013(4): 245-253.
- [11] Liu Y, Nie Z P, Liu Q H. A new method for the synthesis of non-uniform linear arrays with shaped power patterns[J]. *Progress In Electromagnetics Research*, 2010, 107: 349-363.
- [12] Lin X C, Zhu P, Zheng M Y, et al. Shaped-beam pattern synthesis using forward-backward matrix pencil method[J]. *Science Technology & Engineering*, 2013(13): 1-8.
- [13] 闫素平. 基于酉矩阵束方法的稀疏阵列天线优化研究[D]. 南京:南京理工大学,2017.
- [14] Liu Y, Liu Q H, Nie Z. Reducing the number of elements in multiple-pattern linear arrays by the extended matrix pencil methods[J]. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 2014, 62(2): 652-660.
- [15] Akos D M, Stockmaster M, Tsui J B Y, et al. Direct bandpass sampling of multiple distinct RF signals[J]. *Communications IEEE Transactions on*, 1999, 47(7): 983-988.

Sparse Array Optimization Based on Unitary Matrix Beam Method

XU Juan ZHANG Yue ZHAO Jian-ping

(School of Physical Engineering, Qufu Normal University, Jining 273165, China)

Abstract The sparse distribution optimization of array antenna is a research hotspot in recent years. This technique can reduce the number of elements and rearrange the elements in the array. Firstly, the algorithm principle of unitary matrix beam algorithm is introduced; secondly, the antenna unit and antenna array are modeled and simulated in HFSS software; secondly, the sparse array is optimized by unitary matrix beam algorithm; finally, the sparse array is modeled and simulated in HFSS, and compared with the simulation results of the original array, the effectiveness and practicability of the algorithm are verified.

Key words array antenna; sparse distribution optimization; unitary matrix beam algorithm; modeling and simulation