

# 基于修正最小二乘的虚拟端射阵列回波算法研究

汪月清<sup>1,2</sup>, 刘姜玲<sup>2</sup>, 王小谟<sup>2</sup>, 薛正辉<sup>1</sup>

(1. 北京理工大学信息与电子学院, 北京 100081; 2. 中国电子科技集团公司电子科学研究院, 北京 100041)

**摘要:** 在端射天线组阵中, 期望获得高增益低副瓣的组阵效果. 但由于端射天线单元间的复杂互耦, 小间距组阵时副瓣电平抬高得不到预期增益的提高, 通过拉大单元间距可以抑制互耦、获得高增益, 但又导致出现栅瓣电平. 因此针对 10 振子平板端射天线单元大间距组阵并侧向内插虚拟阵元的情况, 提出一种修正最小二乘估计回波算法, 以此计算虚拟阵元的回波信号, 并与实际阵列回波信号同相叠加来达到抑制栅瓣的目的. 对比分析了虚拟端射天线阵列通过传统最小二乘估计和修正最小二乘估计计算所得的方向图, 结果证明后者有效抑制了栅瓣并获得了更低的副瓣电平.

**关键词:** 端射天线; 虚拟阵元; 栅瓣抑制; 修正最小二乘估计

**中图分类号:** TN82      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2015)10-2124-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.10.035

## Research on Echo Algorithm of Virtual End-Fire Antenna Array Based on Modified Least Squares

WANG Yue-qing<sup>1,2</sup>, LIU Jiang-ling<sup>2</sup>, WANG Xiao-mo<sup>2</sup>, XUE Zheng-hui<sup>1</sup>

(1. School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

2. China Academy of Electronics and Information Technology, Beijing 100041, China)

**Abstract:** Since the complex coupling between end-fire antenna elements, high side lobe level is produced without high gain when the space of the end-fire antenna array is less than  $1.5\lambda$ . In order to restrain the coupling, the space of the array should be increased but the grating lobe is produced concurrently. For this reason, taking the 10 – monopole plate end-fire antenna as the array element arranged with large spacing and virtual elements interpolated, an echo algorithm of virtual end-fire antenna array based on modified least squares estimation was put forward. Using this algorithm, the echo signals of virtual elements were obtained in order to restrain the grating lobe. And then, the far field patterns of the virtual end-fire antenna array were compared and analysed between results calculated by traditional least squares and modified least squares. With this understanding, it can be proved that the new algorithm has superiority over the traditional one and the validity in grating lobe restraining and side lobe reduction can be confirmed.

**Key words:** end-fire antenna; virtual element; grating lobe restraining; modified least squares estimation

## 1 引言

端射天线体积小、成本低、结构简单, 并且有好的空气气动性, 特别适用于高速飞行器<sup>[1,2]</sup>. 然而平板端射天线单元存在增益极限<sup>[3,4]</sup>, 为了满足雷达天线高增益的工程需求<sup>[5]</sup>, 必须将端射天线组阵以获得更高的增益<sup>[6,7]</sup>. 常规端射天线由于本身复杂的耦合关系<sup>[8]</sup>, 导致组阵时得不到预期增益提高. 为了避免严重的互耦效应, 通过拉大侧向阵元间距来解决这个问题<sup>[6,9]</sup>. 但拉大间距时 H 面方向图会出现栅瓣, 造成观测的多值性, 这在天线组阵、尤其阵列扫描中是很不理想的, 一般利用不均匀优化布阵来抑制栅瓣<sup>[10~12]</sup>. 当天线单元最小间距为  $1.5\lambda$  时, 按常规不均匀阵列优化原理优化天线

间距, 可以抑制栅瓣, 但在天线单元数量有限时无法解决引入的高旁瓣电平问题<sup>[13]</sup>.

本文基于内插虚拟阵元的端射天线组阵方法(由于篇幅原因, 数字虚拟端射阵列组阵方法在作者另一篇已录用未发表文章《虚拟阵元应用于平板端射天线的新型组阵方法研究》中已做详细介绍), 提出了一种基于修正最小二乘估计的虚拟阵元回波算法, 将实际阵元与虚拟阵元的回波信号同相叠加形成波束, 对实际端射阵 CST 仿真方向图与经过内插虚拟阵元处理后的方向图进行比较, 验证这种算法对于抑制端射天线阵栅瓣降低副瓣的有效性. 并将其与传统最小二乘法的结果对比, 探究这种算法的优越性.

## 2 虚拟端射阵列形式

本文所讨论的端射天线阵列组阵所用单元包括一金属底板,尺寸为  $0.230\text{m} \times 0.062\text{m} \times 0.005\text{m}$ , 10 根金属振子,长度分别为  $0.0230\text{m}$ 、 $0.0210\text{m}$ 、 $0.0190\text{m}$ 、 $0.0170\text{m}$ 、 $0.0150\text{m}$ 、 $0.0145\text{m}$ 、 $0.0145\text{m}$ 、 $0.0107\text{m}$ 、 $0.0068\text{m}$ 、 $0.0030\text{m}$ ,振子半径  $0.0020\text{m}$ ,振子间距  $0.0200\text{m}$ ,中心频率为  $3.0\text{GHz}$ . 平板端射天线单元沿侧向(即  $y$  轴方向)和轴向(即  $x$  轴方向)的组阵,如图 1 所示,组阵间距  $d_y = 1.24\lambda$ ,  $d_x = 2.50\lambda$ .

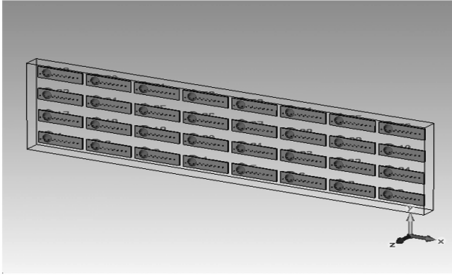


图1 实际端射天线阵结构

由方向图乘积定理,

$$f(\theta, \varphi) = F_e(\theta, \varphi) \times f_a(\theta, \varphi) \quad (1)$$

天线阵列远场方向图可以由阵因子与单元因子的乘积得到<sup>[14,15]</sup>. 其中,  $\theta$  为俯仰角,  $\varphi$  为方位角,如图 2 所示. 由于侧向阵元间距  $d_y = 1.24\lambda$ ,大于半波长,多于一个周期的阵因子在可见空间出现,因此端射天线阵 H 面方向图会出现栅瓣,如图 3 所示. 在天线组阵及阵列扫描中不希望出现栅瓣现象,通过内插虚拟阵元的组阵方法进行栅瓣抑制,这种组阵原理对于抑制栅瓣的可行性在前期研究中已经验证. 将轴向各条线阵看作实际阵元,在实际阵元之间内插虚拟阵元,内插虚拟阵元的原理图如图 4.

这里要特别指出的是计算虚拟阵元回波的算法选取很重要. 虚拟阵的内插单元实际是不存在的,其回波是通过算法计算出来的,然后再和实际阵元的回波进行数字波束合成后形成阵列波束方向图. 算法不合适

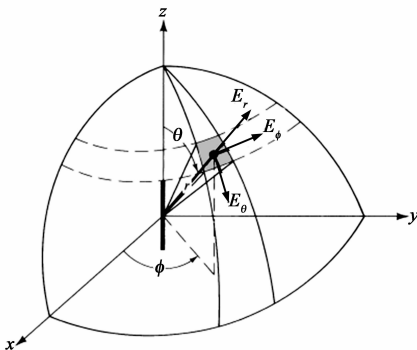


图2 球坐标系示意图

不一定会提高方向性,反而会导致端射阵性能的下降. 选取何种算法是要经过大量的电磁场仿真计算与优化,并结合实验验证来确定的. 因此,虚拟端射阵元回波的计算也是整个虚拟端射阵列指标实现的关键.

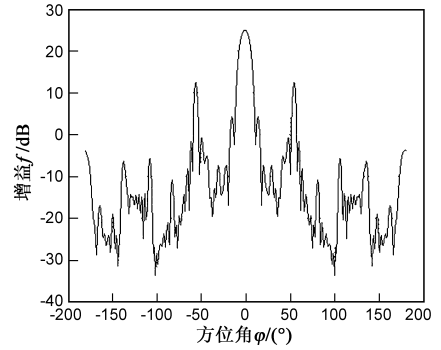


图3 实际端射天线阵H面远场方向图

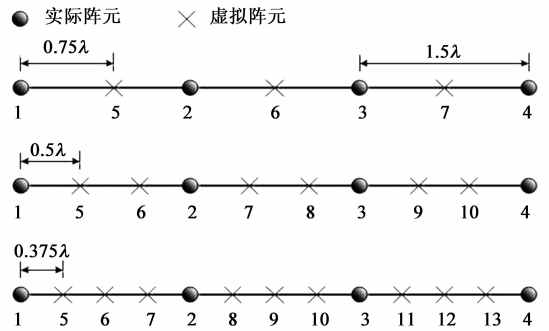


图4 虚拟端射天线阵原理图

## 3 虚拟阵元回波算法

### 3.1 传统最小二乘算法

在工程应用中,通过已有回波信号估计虚拟阵元上的回波信号所用的方法有线性预测法、最小二乘估计法和延迟求和法等<sup>[16]</sup>. 其中,最小二乘估计法可以追溯到 1795 年,当年高斯使用这种估计方法研究了行星的运动. 在线性观测的情况下,由于它不需要任何先验知识,就可实现信号参数的估计,且易于实现,并能使误差平方和达到最小<sup>[17~19]</sup>. 但是由于计算过程中实际回波信号相位误差的引入,采用传统最小二乘估计算法并未得到理想的低副瓣方向图,因此需要进行修正.

### 3.2 修正最小二乘算法

共有  $N$  个实际端射天线单元,以第 1 个实际端射天线单元为参考阵元,阵元之间的延迟用相移来等效表示,  $\theta$  为俯仰角,  $\varphi$  为方位角,那么频率为  $f_c$  的实际回波信号  $x(t)$  的解析表示为:

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(t)e^{-j2\pi f_c \tau_1(\theta, \varphi)} \\ s(t)e^{-j2\pi f_c \tau_2(\theta, \varphi)} \\ \vdots \\ s(t)e^{-j2\pi f_c \tau_N(\theta, \varphi)} \end{bmatrix} = \mathbf{a}(\theta, \varphi; f_c) s(t) \quad (2)$$

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi; f_c) = \begin{bmatrix} a_1(\theta, \varphi; f_c) \\ a_2(\theta, \varphi; f_c) \\ \vdots \\ a_N(\theta, \varphi; f_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_c \tau_1(\theta, \varphi)} \\ e^{-j2\pi f_c \tau_2(\theta, \varphi)} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi f_c \tau_N(\theta, \varphi)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\tau_j = -[d_{xj} \sin(\theta) \cos(\varphi) + d_{yj} \sin(\theta) \sin(\varphi) + d_{zj} \cos(\theta)]/c \quad (4)$$

其中,  $x_j(t)$  为第 1, 2,  $\dots$ ,  $N$  路实际回波信号, 下标  $j = 1, 2, \dots, N$ ,  $N$  为实际阵元个数;  $s(t)$  为入射信号;  $e^{-j2\pi f_c \tau_j(\theta, \varphi)}$  为各路回波信号的相位信息;  $\tau_j$  为信号到达阵元的时延;  $c$  表示光速;  $(d_{xj}, d_{yj}, d_{zj})$  为实际阵元位置;  $\mathbf{a}(\theta, \varphi; f_c)$  即为均匀线阵对  $(\theta, \varphi)$  方向的响应向量;  $0^\circ < \theta < 180^\circ$ ,  $-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ .

当观测模型是线性的, 即使被估计的参量  $\boldsymbol{\beta} =$

$$[\beta_{1i}, \beta_{2i}, \dots, \beta_{N_i}]^T \text{ 满足:} \\ e^{-j2\pi f_c \tau_{XNi}(\theta, \varphi)} = a_1(\theta, \varphi; f_c) \beta_{1i} + a_2(\theta, \varphi; f_c) \beta_{2i} \\ + \dots + a_N(\theta, \varphi; f_c) \beta_{N_i} \quad (5)$$

其中,  $T$  表示矩阵转置;  $i = 1, 2, \dots, N_{XN}$ ,  $N_{XN}$  为虚拟阵元总个数;  $e^{-j2\pi f_c \tau_{XNi}(\theta, \varphi)}$  为第 1, 2,  $\dots$ ,  $N_{XN}$  个虚拟阵元接收回波信号的相位信息; 信号到达虚拟阵元的时延为

$$\tau_{XNi} = -[d_{Xi} \sin(\theta) \cos(\varphi) + d_{Yi} \sin(\theta) \sin(\varphi) + d_{Zi} \cos(\theta)]/c \quad (6)$$

$(d_{Xi}, d_{Yi}, d_{Zi})$  为虚拟阵元的位置.

若波束的预成方向为  $(\theta_0, \varphi_d)$ , 则在  $\varphi_d$  两侧取  $q$  次观测值 ( $q > N$ ), 分别为  $\{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_d, \dots, \varphi_{q-1}, \varphi_q\}$ , 则可以得到  $q$  个类似的观测方程, 写成矩阵和向量形式

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\boldsymbol{\beta} \quad (7)$$

其中,

$$\mathbf{y} = [e^{-j2\pi f_c \tau_{XN1}(\theta_0, \varphi_1)}, e^{-j2\pi f_c \tau_{XN1}(\theta_0, \varphi_2)}, \dots, e^{-j2\pi f_c \tau_{XN1}(\theta_0, \varphi_q)}]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} a_1(\theta_0, \varphi_1; f_c) & a_2(\theta_0, \varphi_1; f_c) & \dots & a_N(\theta_0, \varphi_1; f_c) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_1(\theta_0, \varphi_d; f_c) & a_2(\theta_0, \varphi_d; f_c) & \dots & a_N(\theta_0, \varphi_d; f_c) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_1(\theta_0, \varphi_q; f_c) & a_2(\theta_0, \varphi_q; f_c) & \dots & a_N(\theta_0, \varphi_q; f_c) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\boldsymbol{\beta} = [\beta_{1i}, \beta_{2i}, \dots, \beta_{N_i}]^T \quad (10)$$

则满足式(8)的最小二乘估计量为

$$\boldsymbol{\beta}_{ls} = (\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{y} \quad (11)$$

由式(5)~(11)可知, 最小二乘估计量只与虚拟阵元和实际阵元的位置有关, 与实际回波信号的形式无关. 因此可以对实际回波信号进行预处理, 令

$$\mathbf{x}'(t) = \mathbf{x}(t) \cdot \mathbf{W}_1 \quad (12)$$

其中, 权系数  $\mathbf{W}_1 = e^{j2\pi f_c \tau_j(\theta_0, \varphi)}$ ,  $j = 1, 2, \dots, N$ . 对回波信号的预处理实际上是抵消掉实际阵元的位置相移, 这样

可以避免这部分包含位置误差的相位信息多次参与运算导致准确度下降, 同时也大大降低了运算量.

那么基于修正最小二乘的虚拟阵元上的回波信号为

$$\mathbf{x}_{XN}(t) = [\mathbf{x}'(t)^T \boldsymbol{\beta}_{ls}] \cdot \mathbf{W}_2 \quad (13)$$

$$\mathbf{W}_2 = e^{-j2\pi f_c \tau_{XNi}(\theta_0, \varphi)} \quad (14)$$

这样, 补偿虚拟阵元位置相移  $\mathbf{W}_2$  后就实现了通过已有  $N$  个实际阵元上的接收数据构造出虚拟阵元的接收信号.

实际回波信号叠加后的表达式为

$$\mathbf{F}_1 = \sum_{j=1}^N x_j(t) \quad (15)$$

由实际回波信号计算所得虚拟阵元的回波信号为

$$\mathbf{F}_2 = \sum_{i=1}^{N_{XN}} x_{XNi}(t) \quad (16)$$

由此得到虚拟阵元未归一化方向图  $\mathbf{F}$  为

$$\mathbf{F} = \left[ \sum_{j=1}^N x_j(t) + \sum_{i=1}^{N_{XN}} x_{XNi}(t) \right] \cdot \mathbf{K} \quad (17)$$

$$\mathbf{K} = \frac{F_{1\max}}{F_{1\max} + F_{2\max}} \quad (18)$$

其中,  $\mathbf{K}$  为修正系数,  $F_{1\max}$ ,  $F_{2\max}$  分别为实际阵列回波信号和虚拟阵列回波信号的峰值电平. 由于天线口径和输入功率不变, 内插虚拟阵元并不改变实际天线阵的增益, 因此要对同相叠加后的回波信号乘以修正系数以保持增益不变.

## 4 仿真结果分析

基于修正最小二乘估计的计算结果与实际阵列的 CST 仿真结果对比.

(1) 每两个阵元间均匀内插 1 个虚拟阵元, 侧向间距为  $0.620\lambda$ .

(2) 每两个阵元间均匀内插 2 个虚拟阵元, 侧向间距为  $0.413\lambda$ .

(3) 每两个阵元间均匀内插 3 个虚拟阵元, 侧向间距为  $0.310\lambda$ .

利用实际阵元的 4 路回波信号分别通过传统最小二乘法与修正最小二乘法得到各个虚拟阵元的回波信号, 将实际阵元与虚拟阵元的各路回波信号同相叠加形成波束. 由图 5~图 7 可见, 由修正最小二乘估计计算所得方向图的栅瓣电平明显低于传统最小二乘的计算结果. 由于该方法是用实际阵元上的接收数据幅值构造出虚拟阵元的接收信号幅值, 因此虚拟阵元上的回波幅值可以等效为实际阵元的加权幅值分布. 表 1 给出了图 7 内插 9 个虚拟阵元情况下相应的等效实际阵元的幅度加权系数, 即  $\boldsymbol{\beta}_{ls}$  的值. 第一排为实际阵元编号, 第一列为虚拟阵元编号, 编号与图 4 对应.

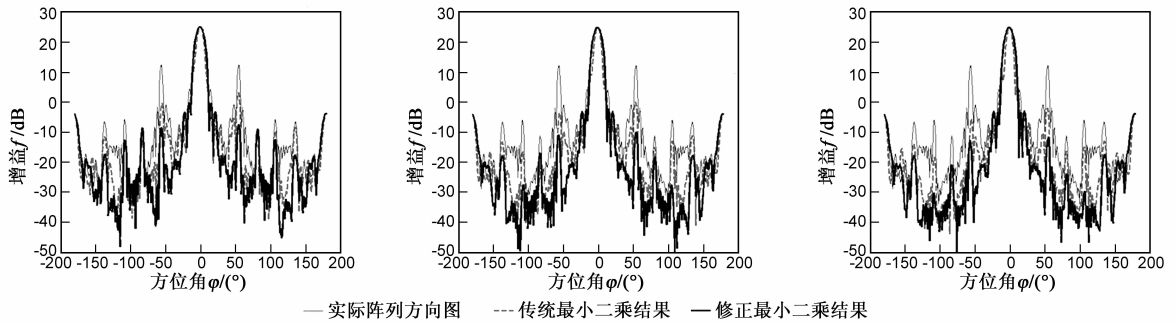


图5 内插3个虚拟阵元后通过两种不同算法得到的方向图对比      图6 内插6个虚拟阵元后通过两种不同算法得到的方向图对比      图7 内插9个虚拟阵元后通过两种不同算法得到的方向图对比

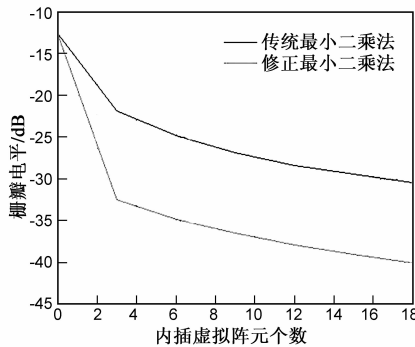


图8 两种算法所得栅瓣电平随虚拟阵元个数的变化趋势

表 1 内插 9 个虚拟阵元时幅值加权系数

| 阵元编号 | 1       | 2       | 3       | 4       |
|------|---------|---------|---------|---------|
| 5    | 0.6592  | 0.5853  | -0.3027 | 0.3065  |
| 6    | 0.3653  | 0.9403  | -0.3904 | 0.3407  |
| 7    | 0.1424  | 1.0675  | -0.2723 | 0.2025  |
| 8    | -0.0666 | 0.7934  | 0.3466  | -0.1708 |
| 9    | -0.0735 | 0.5149  | 0.6778  | -0.2421 |
| 10   | -0.0432 | 0.2317  | 0.9137  | -0.1828 |
| 11   | 0.0355  | -0.1429 | 0.9183  | 0.2680  |
| 12   | 0.0494  | -0.1824 | 0.6874  | 0.5636  |
| 13   | 0.0365  | -0.1263 | 0.3581  | 0.8250  |

表 2 算法不同时的栅瓣电平变化情况

| 虚拟阵元个数 | 传统最小二乘法计算结果 | 修正最小二乘法计算结果 |
|--------|-------------|-------------|
| 0      | -12.57      | -12.57      |
| 3      | -21.82      | -32.45      |
| 6      | -24.76      | -34.77      |
| 9      | -26.81      | -36.49      |
| 12     | -28.32      | -37.89      |
| 15     | -29.47      | -39.05      |
| 18     | -30.37      | -40.02      |

表 2 给出了不同算法所得栅瓣电平计算结果的对比. 两种算法所得栅瓣电平均随内插虚拟阵元数的增加而降低, 且降幅趋于平缓, 如图 8 所示. 但采用修正最小二乘法计算得到的共内插 9 个虚拟阵元的方向图栅瓣电平比实际端射阵降低 23.92dB, 相较于传统最小二乘法的 14.24dB, 效果有显著提升, 有效避免了传统最

小二乘法计算过程中相位误差对数字虚拟端射阵列方向图副瓣电平的影响, 计算结果更加理想.

需要注意的是, 该方法相当于一种空间滤波器, 栅瓣的能量还是存在的, 并没有因为内插虚拟阵元而消失, 只是将其屏蔽在观测范围之外. 也正因为如此, 这种组阵方式只适用于处理接收阵列, 对发射阵列不适用.

### 5 结论

端射天线单元存在增益极限, 为了满足雷达天线高增益的工程需求, 必须将端射天线组阵以获得更高的增益. 常规端射天线由于本身复杂的耦合关系, 导致组阵时得不到预期增益提高, 拉大侧向阵元间距可解决互耦问题, 获得高增益, 但是会导致栅瓣电平. 因此首次将内插虚拟阵元的组阵方法应用于平板端射天线, 并提出了一种基于修正最小二乘估计的虚拟阵元回波算法, 突破了传统最小二乘法不能实现低副瓣的技术瓶颈. 通过对比两种不同算法的计算结果, 证明两种方法在抑制栅瓣降低副瓣上的趋势大体一致, 但是采用修正最小二乘算法有效避免了相位误差在计算中的影响, 得到了更优的方向图, 抑制栅瓣效果明显, 并获得了低副瓣, 为实现端射阵列工程应用奠定了基础.

### 参考文献

- [1] Lei Liu, C Caloz, T Itoh. Dominant mode leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability [J]. Electronics Letters, 2002, 38(23): 1414 - 1416.
- [2] Liu Zhong-kai, Xue Zheng-hui, Gao Ben-qing. Research on the EM field on the surface of a surface wave antenna[A]. Proceedings of IEEE International Symposium on Microwave[C]. Hangzhou, China: IEEE, 2007. 16 - 18.
- [3] G Yao, Z Xue, W Li, W Ren, J Cao. Research on a new kind of high directivity end-fire antenna array[J]. Progress in Electromagnetics Research B, 2011, 33: 135 - 151.
- [4] G Yao, Z Xue, Z Liu, W Li, N Wu, W Ren, S Yang. Design of high-directivity end-fire antenna array[A]. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology

- (ICMMT-2008)[C]. USA: IEEE, 2008. 424 – 427.
- [5] 胡亮兵, 刘宏伟, 杨晓超, 等. 集中式 MIMO 雷达发射方向图快速设计方法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(2): 481 – 484.  
Hu Liang-bing, Liu Hong-wei, Yang Xiao-chao, et al. Fast transmit beampattern synthesis for MIMO radar with collocated antennas[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(2): 481 – 484. (in Chinese)
- [6] 姚国伟, 薛正辉, 李伟明, 等. 平板端射天线组阵的研究[J]. 电波科学学报, 2009, 24(2): 323 – 326.  
Yao Guo-wei, Xue Zheng-hui, Li Wei-ming, et al. The research of plate end-fire antenna[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2009, 24(2): 323 – 326. (in Chinese)
- [7] 姚国伟, 薛正辉, 李伟明, 等. 增强端射天线阵列的研究[J]. 电波科学学报, 2010, 25(3): 538 – 542.  
Yao Guo-wei, Xue Zheng-hui, Li Wei-ming, et al. Research on enhance directivity of end-fire array[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010, 25(3): 538 – 542. (in Chinese)
- [8] 潘涵, 杨张帆, 宋东安. 阵元平面布置端射特性的仿真分析[J]. 舰船科学技术, 2012, 34(6): 67 – 69.  
Pan Han, Yang Zhang-fan, Song Dong-an. Simulation analysis of array element planar collocation end-fire characteristic[J]. Ship Science and Technology, 2012, 34(6): 67 – 69. (in Chinese)
- [9] 林洪潮. 端射天线的研究与设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012.  
Lin Hong-chao. Research and Design of the End-Fire Antenna [D]. Xi'an: Xidian University, 2012. (in Chinese)
- [10] 刘姜玲, 刘姜涛, 王小谟. 平板端射阵列栅瓣抑制研究[J]. 微波学报, 2011, 27(1): 32 – 35.  
Liu Jiang-ling, Liu Jiang-tao, Wang Xiao-mo. Research on grating lobe of plat end-fire array antenna[J]. Journal of Microwave, 2011, 27(1): 32 – 35. (in Chinese)
- [11] 陈客松, 何子述, 韩春林. 非均匀线天线阵优化布阵研究[J]. 电子学报, 2006, 34(12): 2263 – 2267.  
Chen Ke-song, He Zi-shu, Han Chun-lin. Research on synthesis of the linear sparse arrays[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(12): 2263 – 2267. (in Chinese)
- [12] 王玲玲, 方大纲. 运用遗传算法综合稀疏阵列[J]. 电子学报, 2003, 31(12A): 2135 – 2138.  
Wang Ling-ling, Fang Da-gang. Genetic algorithm for the synthesis of thinned array[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12A): 2135 – 2138. (in Chinese)
- [13] 刘姜玲, 刘姜涛, 王小谟. 空间不合平板端射阵列副瓣研究[J]. 电波科学学报, 2011, 26(2): 233 – 237.  
Liu Jiang-ling, Liu Jiang-tao, Wang Xiao-mo. Side-lobe level of flat end-fire antenna powered by uncorrelated signal[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2011, 26(2): 233 – 237. (in Chinese)
- [14] Ares F, Elliott R S, Moreno E. Design of planar arrays to obtain efficient footprint patterns with an arbitrary boundary[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1994, 39(11): 1509 – 1514.
- [15] Kraus D, Marhefka J. Antennas: for All Applications (3rd Edition)[M]. USA: The McGraw-Hill Companies, 2002.
- [16] 胡鹏. 虚拟阵元波束形成方法研究[D]. 西安: 西北工业大学硕士学位论文, 2006.  
Hu Peng. Research on Beam Forming of Array with Virtual Elements[D]. Xi'an: A Dissertation in Northwestern Polytechnical University, 2006. (in Chinese)
- [17] 高飞, 谢文冲, 王永良. 机载共形阵雷达杂波抑制方法研究[J]. 电子学报, 2010, 38(9): 2014 – 2020.  
Gao Fei, Xie Wen-chong, Wang Yong-liang. Study on clutter suppression method for airborne radar with conformal arrays[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(9): 2014 – 2020. (in Chinese)
- [18] 王录涛, 金钢, 徐红兵, 王文平. 基于稀疏最小二乘支持向量回归的非线性自适应波束形成[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(9): 2045 – 2050.  
Wang Lu-tao, Jin Gang, Xu Hong-bing, Wang Wen-ping. Non-linear adaptive beamforming method using sparse least squares support vector regression[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(9): 2045 – 2050. (in Chinese)
- [19] 于宏毅, 保铮, 张建康. 多频带的循环最小二乘波达方向估计[J]. 电子学报, 1998, 26(6): 1 – 4.  
Yu Hong-yi, Bao Zheng, Zhang Jian-kang. Multiple frequency band cyclic least squares estimation of direction of arrival[J]. Acta Electronica Sinica, 1998, 26(6): 1 – 4. (in Chinese)

#### 作者简介



汪月清 女, 1985 年 12 月出生, 河北廊坊人. 2007 年毕业于北京理工大学电子工程系, 后于北京理工大学电磁场与微波技术专业攻读博士学位, 现为中国电子科学研究院工程师, 主要研究方向为数字波束形成、天线技术等.  
E-mail: yvonne\_wyq@163.com



刘姜玲 女, 1977 年出生, 江西人. 现为中国电子科学研究院高级工程师, 主要研究方向为数字波束形成、电磁场理论、天线技术等.