

# 深空天线组阵的空间功率合成特性分析

张旭旺<sup>1</sup>, 王文灿<sup>2</sup>, 马文起<sup>1</sup>, 陈少卿<sup>1</sup>, 刘友永<sup>1</sup>

(1. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 石家庄 050081; 2. 96901部队, 北京 100094)

**摘要:** 深空天线组阵是实现极远距离深空探测和通信的重要手段之一。基于天线组阵的信号模型, 深入研究了深空天线组阵的空间功率合成特性, 分析了各天线信号的时延及相位补偿误差对空间功率合成性能的影响, 并研究了天线组阵的阵型对栅瓣位置及幅度特征的影响。仿真试验结果表明: 均匀分布方形天线组阵的栅瓣分布均匀且幅度较大, 随着天线组阵非均匀分布程度的增加, 栅瓣会变得散乱分布且幅度降低, 但主瓣的变化并不明显。圆形天线组阵的栅瓣分布比较散乱, 而L形天线组阵的主瓣和栅瓣均为椭圆形。为深空天线组阵系统的设计提供了一定的参考。

**关键词:** 天线组阵; 功率合成; 补偿误差; 天线阵型; 栅瓣

**中图分类号:** V446+.3

**文献标识码:** A

**文章编号:** 2095-7777(2020)04-0399-08

**DOI:**10.15982/j.issn.2095-7777.2020.20200052

**引用格式:** 张旭旺, 王文灿, 马文起, 等. 深空天线组阵的空间功率合成特性分析[J]. 深空探测学报(中英文), 2020, 7(4): 399-406.

**Reference format:** ZHANG X W, WANG W C, MA W Q, et al. Analysis on space power synthesis performance of deep space antenna array[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2020, 7(4): 399-406.

## 引言

20世纪中叶以来, 航天技术的高速发展推动着人类不断向更遥远的深空开展探测活动<sup>[1-2]</sup>。随着探测距离的不断增加, 地基深空测控系统与深空探测器之间的通信信号在巨大的路径损耗作用下将变得极其微弱。对此, 主要的解决思路包括建造更大孔径的天线、开发更大功率的发射机以及天线组阵等。受天线重力下垂、热变形、风负荷增加以及加工精度等因素影响, 当前的天线孔径几乎已经达到了极限。同时, 过大的发射机功率面临着严重的散热问题, 亦不利于地面工作人员的安全<sup>[3]</sup>。相对而言, 通过多个小型天线组阵实现单个大孔径天线的功能具有成本低、易于操控、可扩展性强等优势, 受到了各航天大国的高度关注<sup>[4-7]</sup>。

在深空天线组阵方面, 国内外已有较多的相关研究<sup>[8-10]</sup>。张可等深入研究了相位误差对分布式地面站天线空间功率合成效率的影响<sup>[11]</sup>。孙克等通过分析多个误差源对天线组阵链路信号的影响, 得出了大气相位扰动误差是造成天线组阵增益损失最主要因素的结论<sup>[12]</sup>。刘佳等提出了一种基于甚长基线干涉测量(Very Long Baseline Interferometry, VLBI)原理的上行组阵标校技术<sup>[13]</sup>。郭劲松等研究了天线组阵布局的约束条件以

及对功率合成增益的影响<sup>[14-15]</sup>。赵卫东等提出了一种深空天线组阵宽带信号频域合成技术<sup>[16]</sup>。北京跟踪与通信技术研究所主持建立了我国首个天线组阵试验系统, 在利用“嫦娥2号”卫星、欧洲航天局(European Space Agency, ESA)太空望远镜等深空目标进行的技术验证试验中, 合成效率超过90%<sup>[17-19]</sup>。此外, 徐茂格等归纳了我国在深空天线组阵方面的研究成果, 并提出一些发展建议<sup>[20]</sup>。

国际上, 美国一直是深空天线组阵技术的引领者, 先后开发了全频谱处理阵列(Full Spectrum Processor Array, FSPA)、宽带阵列(Bread Board Array, BBA)以及下行阵列(Downlink Data Array, DDA)等下行天线组阵系统, 并已开展了多次验证试验<sup>[21-26]</sup>。例如, 2012年, 利用FSPA系统合成了两个34 m天线接收的“火星科学实验室”(Mars Science Laboratory, MSL)探测器返回的多频频移键控(Multiple Frequency Shift Keying, MFSK)信号。2014年, 在“新视野号”(New Horizons)穿越海王星轨道期间, 利用DDA系统对戈尔德斯顿70 m天线接收的左右旋两路信号进行了合成。近年来, ESA也加大了深空天线组阵方面的研究, 正筹划在现有35 m天线的基础上通过组阵方式将G/T值提高10 dB<sup>[27]</sup>。

针对深空天线组阵的空间功率合成特性,本文进行了深入的研究:①介绍了上行天线组阵和下行天线组阵的信号传输及信号合成模型;②分析了时延及相位补偿误差对天线组阵空间功率合成效率的影响;③分析了不同布阵形式下深空天线组阵的空间功率合成特性。

## 1 基本的信号模型

假定某深空天线组阵系统由 $K$ 个天线组成,其中第 $k$ 个天线的相心坐标为 $\mathbf{TX}_k \triangleq (x_k, y_k, z_k)^\top$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ 。同时,将深空探测器的坐标标记作 $\mathbf{P} \triangleq (x_p, y_p, z_p)$ 。于是,第 $k$ 个天线到深空探测器的距离可以记作 $L_{kp}$ 。

在上行天线组阵中,第 $k$ 个天线发射的信号可以表示为

$$s_k^{\text{tr}}(t) = a(t + \tau_k) \exp\{j(2\pi f_c t + \phi_k)\} \quad (1)$$

其中: $a(t)$ 为基带信号; $\tau_k$ 为发射机对基带信号的时延补偿量; $j$ 为虚数单位; $f_c$ 表示载波的频率; $\phi_k$ 表示发射机对载波信号的相位补偿量, $k = 1, 2, \dots, K$ 。

于是,第 $k$ 个天线所发射信号传播至深空探测器后,可以表示为

$$s_{kp}^{\text{re}}(t) = \frac{G_k \kappa}{L_{kp}} a(t - \tau_{kp} + \tau_k) \exp\{j(2\pi f_c(t - \tau_{kp}) + \phi_k)\} \quad (2)$$

其中: $G_k$ 为第 $k$ 个天线主波束方向的幅度增益(假定天线主波束方向指向深空探测器); $\kappa$ 为常数; $\kappa/L_{kp}$ 表示信号随传播距离的衰减效应; $\tau_{kp}$ 表示信号由第 $k$ 个天线传播至深空探测器的时延。

显然,有 $\tau_{kp} = L_{kp}/c$ ,其中 $c$ 表示光速。定义 $\phi_{kp} \triangleq 2\pi f_c \tau_{kp}$ ,其表示信号由第 $k$ 个天线传播至深空探测器过程中的载波相移。这种情况下,深空探测器接收的信号经下变频至基带后可以表示为

$$s_p^{\text{re}}(t) = \sum_{k=1}^K \frac{G_k \kappa}{L_{kp}} a(t - \tau_{kp} + \tau_k) \exp\{j(\phi_k - \phi_{kp})\} + n_p(t) \quad (3)$$

其中: $n_p(t)$ 表示深空探测器的接收机噪声。

为了简便,假定各天线具有完全相同的辐射特性,则有 $G \triangleq G_1 = \dots = G_K$ 。此外,在考虑信号的距离衰减时,近似有 $L \approx L_{1p} \approx \dots \approx L_{Kp}$ 。此时,式(3)简化为

$$s_p^{\text{re}}(t) = \frac{G \kappa}{L} \sum_{k=1}^K a(t + \Delta\tau_k) \exp\{j\Delta\phi_k\} + n_p(t) \quad (4)$$

其中: $\Delta\tau_k = \tau_k - \tau_{kp}$ 表示基带信号的时延补偿误差;

$\Delta\phi_k = \phi_k - \phi_{kp}$ 表示载波信号的相位补偿误差。

在下行天线组阵中,深空探测器发射的信号可以表示为

$$s_p^{\text{tr}}(t) = a(t) \exp\{j2\pi f_c t\} \quad (5)$$

第 $k$ 个天线接收的回波信号经下变频之后可以表示为

$$s_{pk}^{\text{re}}(t) = G_k \frac{\kappa}{L_{kp}} a(t - \tau_{kp}) \exp\{-j\phi_{kp}\} + n_k(t) \quad (6)$$

其中: $n_k(t)$ 为第 $k$ 个天线的接收机噪声, $n_1(t), n_2(t), \dots, n_K(t)$ 相互独立且满足

$$E[|n_1(t)|^2] = E[|n_2(t)|^2] = \dots = E[|n_K(t)|^2] \quad (7)$$

对式(6)的信号补偿基带时延 $\tau_k$ 和载波相位 $\phi_k$ ,可得

$$s_{pk}^{\text{re},\text{B}}(t) = G_k \frac{\kappa}{L_{kp}} a(t + \tau_k - \tau_{kp}) \exp\{j(\phi_k - \phi_{kp})\} + n_k(t + \tau_k) \exp\{j\phi_k\} \quad (8)$$

全部 $K$ 个天线的接收信号经合成,可得

$$s_{\text{TX}}^{\text{re}}(t) = \frac{G \kappa}{L} \sum_{k=1}^K a(t + \Delta\tau_k) \exp\{j\Delta\phi_k\} + \sum_{k=1}^K n_k(t + \tau_k) \exp\{j\phi_k\} \quad (9)$$

## 2 补偿误差对功率合成性能的影响

在完全补偿基带时延和载波相移的理想情况下,上行天线组阵和下行天线组阵分别可获得最大的 $K^2$ 倍和 $K$ 倍信噪比增益。实际应用中,很难准确估计不同天线间的基带时延差异和载波相位差异,因而无法获得最优的信噪比增益。本节将分析基带时延补偿误差和载波相位补偿误差对上下行天线组阵的功率合成性能的影响,主要以信噪比增益损失为指标。

根据上行天线组阵和下行天线组阵的信号模型,当存在基带时延补偿误差 $\Delta\tau_k$ 和载波相位补偿误差 $\Delta\phi_k$ 时,系统获得的信噪比增益损失(相比于理想补偿情况)可以表示为

$$G_{\text{loss}}^{\text{up}} = \frac{K^2 E\left[\left|a(t + \Delta\tau_1) \exp\{j\Delta\phi_1\}\right|^2\right]}{E\left[\left|\sum_{k=1}^K a(t + \Delta\tau_k) \exp\{j\Delta\phi_k\}\right|^2\right]} \quad (10)$$

假定基带信号 $a(t)$ 为由1 000个码片组成的伪码信号。各天线信号的基带时延补偿误差 $\Delta\tau_k$ , $k = 1, 2, \dots, K$ 为零均值、标准差 $\sigma_\tau$ 的高斯随机变量。同时,假定

各天线信号的载波相位补偿误差 $\Delta\phi_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ 为零均值、标准差 $\sigma_\phi$ 的高斯随机变量。图1(a)和(b)分别示出了不同组阵天线数量对应的信噪比增益损失随基带时延补偿误差和载波相位补偿误差变化的情况。由图1(a)可以看出, 给定 $K$ 值时, 信噪比增益损失会随着 $\sigma_\tau$ 增大而逐渐增大; 给定 $\sigma_\tau$ 时, 信噪比增益损失会随着 $K$ 值增大而逐渐增大。由图1(b)可以看出, 给定 $K$ 值时, 信噪比增益损失会随着 $\sigma_\phi$ 增大而逐渐增大, 直到 $\sigma_\phi$ 增大到一定程度后, 信噪比增益损失将不再变化。

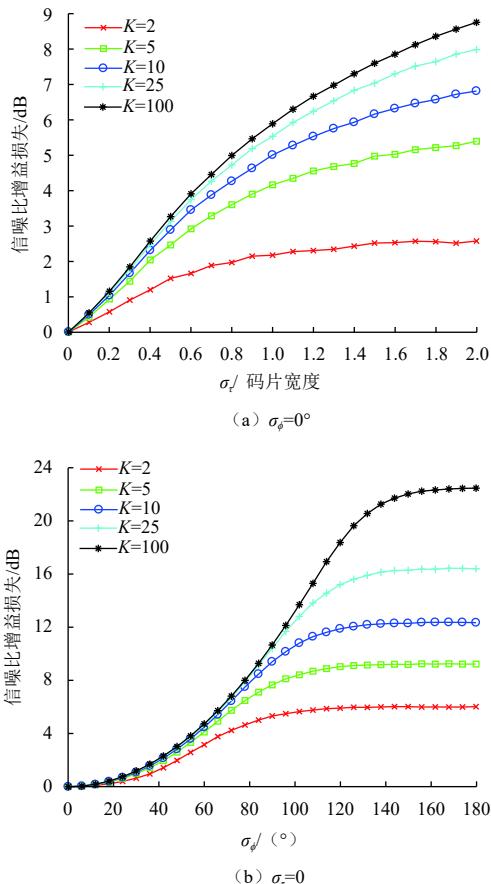


图1 信噪比增益损失随基带时延补偿误差和载波相位补偿误差变化的情况

Fig. 1 Loss of SNR gain varies with the compensation error of baseband time delay and the compensation error of carrier phase

图2示出了基带时延补偿误差和载波相位补偿误差都存在时信噪比增益损失变化的情况。其中, 图2(a)中,  $\sigma_\tau = 0.5$ ; 图2(b)中,  $\sigma_\tau = 1$ ; 图2(c)中,  $\sigma_\tau = 1.5$ 。可以看出, 当 $\sigma_\phi$ 较小时,  $\sigma_\tau$ 的影响占主导作用, 信噪比增益损失与图1(a)中的对应点基本相同; 当 $\sigma_\phi$ 较大时,  $\sigma_\phi$ 的影响占主导作用, 信噪比增益损失只是略高于图1(b)中的 $\sigma_\tau = 0$ 情况。此外, 当 $\sigma_\phi > 140^\circ$ 时, 信噪比增益损失将不再增加, 并且不同

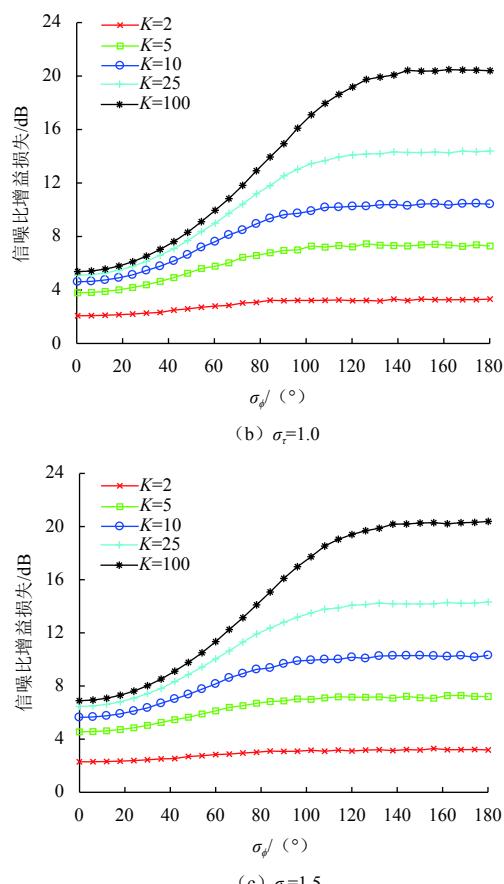
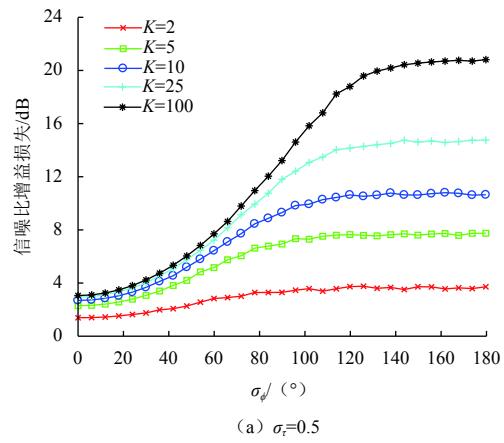


图2 信噪比增益损失随基带时延补偿误差和载波相位补偿误差变化的情况

Fig. 2 Loss of SNR gain varies with the compensation error of baseband time delay and the compensation error of carrier phase

$\sigma_\tau$ 对应的最大信噪比增益损失几乎相同。

### 3 天线阵型对功率合成特性的影响

在深空天线组阵系统中, 每个天线的孔径可达数m甚至数10 m, 再考虑到不同天线的空间间隔, 可以确定各天线相心的间距将远超发射/接收信号的波长。此时, 系统的空间功率合成方向图将会出现明显的栅

瓣，栅瓣的数量、位置及幅度等特性与天线的阵型密切相关。

### 3.1 理论分析

考虑如图3所示的抛物面天线，其中天线孔径记作 $D$ ，焦距记作 $q$ 。于是，根据文献[28]，该抛物面天线的远场方向图可以记作

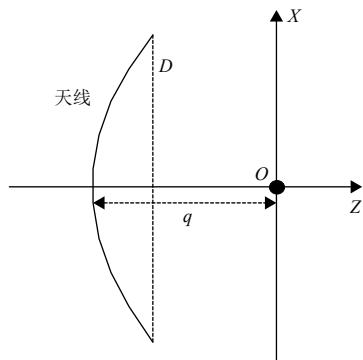


图3 抛物面天线示意图

Fig. 3 Schematic of parabolic antenna

$$F_{\text{TX}}(\mathbf{v}) = \sum_{x,y} \frac{4q^2}{4q^2 + x^2 + y^2} \exp\left\{j\frac{2\pi}{\lambda}(x\mathbf{i}_x^{\text{TX}} + y\mathbf{i}_y^{\text{TX}}) \cdot \mathbf{v}\right\} \quad (11)$$

其中： $x$ 和 $y$ 分别为 $z > 0$ 的 $x$ - $y$ 平面上孔径以内点的 $x$ 和 $y$ 坐标；满足 $\sqrt{x^2 + y^2} \leq D/2$ ， $\lambda$ 为载波波长， $\mathbf{i}_x^{\text{TX}}$ 和 $\mathbf{i}_y^{\text{TX}}$ 分别为图3所示直角坐标系（天线自身坐标系）沿 $X$ 轴和 $Y$ 轴方向的单位矢量， $\mathbf{v}$ 为任意指定方向的单位矢量。

根据式(4)和式(9)， $K$ 个天线进行组阵的阵列方向图可以直接记作

$$F_{\text{ZL}}(\mathbf{v}|\mathbf{v}_0) = \sum_{k=1}^K \exp\left\{j\frac{2\pi(\Delta L_k(\mathbf{v}) - \Delta L_k(\mathbf{v}_0))}{\lambda}\right\} \quad (12)$$

其中： $\mathbf{v}_0$ 和 $\mathbf{v}$ 分别为主波束方向和任意指定方向的单位矢量， $\Delta L_k(\mathbf{v}_0)$ 和 $\Delta L_k(\mathbf{v})$ 分别为第 $k$ 个天线沿 $\mathbf{v}_0$ 和 $\mathbf{v}$ 方向的相对路径。

根据文献[28]，有

$$\Delta L_k(\mathbf{v}) = (x_k \mathbf{i}_x + y_k \mathbf{i}_y + z_k \mathbf{i}_z) \cdot \mathbf{v} \quad (13)$$

其中： $(x_k, y_k, z_k)^T$ 为第 $k$ 个天线的相心在全局直角坐标系中的坐标； $\mathbf{i}_x$ 、 $\mathbf{i}_y$ 和 $\mathbf{i}_z$ 分别为全局直角坐标系沿 $X$ 轴、 $Y$ 轴和 $Z$ 轴方向的单位矢量。

于是， $K$ 个天线进行组阵的合成方向图为天线方向图与阵列方向图的乘积，即

$$F(\mathbf{v}|\mathbf{v}_0) = F_{\text{TX}}(\mathbf{v})F_{\text{ZL}}(\mathbf{v}|\mathbf{v}_0) \quad (14)$$

为了简便，假定 $K$ 个天线排列成 $N$ 行 $M$ 列的二维均匀阵列，各天线相心均位于全局坐标系的 $XOY$ 平面

上，具体如图4所示，其中 $d_x$ 和 $d_y$ 分别为沿 $X$ 轴和 $Y$ 轴方向的阵列间距。同时，将单位矢量 $\mathbf{v}$ 和 $\mathbf{v}_0$ 在全局坐标系中的坐标分别记作 $\mathbf{v} = (x_v, y_v, z_v)^T$ 和 $\mathbf{v}_0 = (x_{v_0}, y_{v_0}, z_{v_0})^T$ 。定义全局球坐标系与全局直角坐标系的转换关系如图5所示，其中 $\alpha$ 和 $\theta$ 分别为方位角和俯仰角。

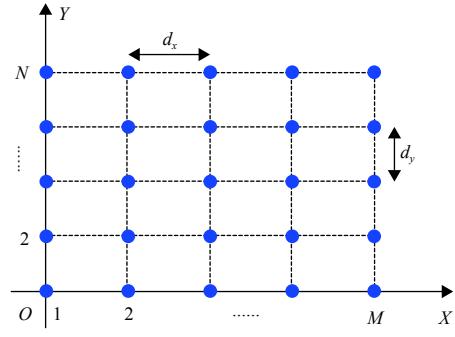


图4 二维均匀阵列布局图

Fig. 4 Layout of a two-dimensional uniformly distributed array

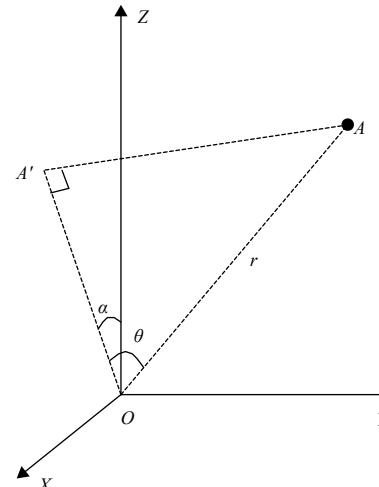


图5 球坐标系与直角坐标系之间的转换关系

Fig. 5 Transformation relationship between the spherical coordinate and the rectangular coordinate

这种情况下，有

$$\Delta L_k(\mathbf{v}) = x_k \cos(\theta) \sin(\alpha) + y_k \sin(\theta) \quad (15)$$

其中： $\alpha$ 和 $\theta$ 分别为矢量 $\mathbf{v}$ 在全局球坐标系中的方位角和俯仰角。类似地，

$$\Delta L_k(\mathbf{v}_0) = x_k \cos(\theta_0) \sin(\alpha_0) + y_k \sin(\theta_0) \quad (16)$$

经整理后，阵列方向图可以记作

$$F_{\text{ZL}}(\mathbf{v}|\mathbf{v}_0) = \exp(j(M-1)\Psi_x/2) \frac{\sin(M\Psi_x/2)}{\sin(\Psi_x/2)} \exp(j(N-1)\Psi_y/2) \frac{\sin(N\Psi_y/2)}{\sin(\Psi_y/2)} \quad (17)$$

其中

$$\begin{cases} \Psi_x = \frac{2\pi d_x}{\lambda} (\cos \theta \sin \alpha - \cos \theta_0 \sin \alpha_0) \\ \Psi_y = \frac{2\pi d_y}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \end{cases} \quad (18)$$

当

$$\begin{cases} \Psi_x = 2k_x \pi, k_x = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ \Psi_y = 2k_y \pi, k_y = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (19)$$

时, 阵列方向图的幅度 $|F_{ZL}(\nu|\nu_0)|$ 取到了极大值。此时, 对应的 $(\alpha, \theta)$ 称作阵列方向图的主瓣 ( $k_x = k_y = 0$ ) 或栅瓣位置 ( $k_x$ 或 $k_y$ 不为零)。当 $\alpha_0 = \theta_0 = 0^\circ$ 时, 部分典型栅瓣位置为

$$\begin{cases} \theta = 0^\circ \text{ 且 } \alpha = \arcsin(\lambda k_x / d_x), k_x = \pm 1, \pm 2, \dots \\ \alpha = 0^\circ \text{ 且 } \theta = \arcsin(\lambda k_y / d_y), k_y = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (20)$$

由于抛物面天线的方向图不存在栅瓣且其主瓣宽度显著大于阵列方向图的主瓣宽度, 所以当抛物面天

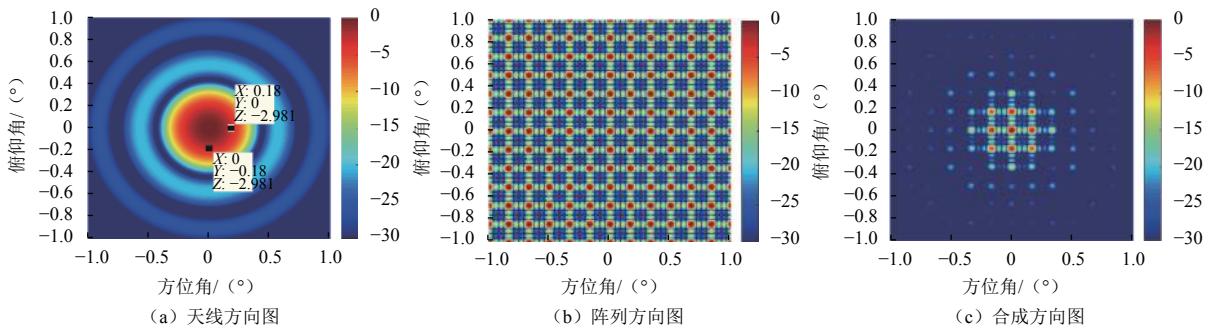


图6 均匀分布天线组阵的方向图

Fig. 6 Pattern of a uniformly distributed antenna array

表1 均匀分布天线组阵部分栅瓣的位置

Table 1 Position of some gate valves of uniformly distributed antenna array

序号	预测值		仿真值	
	方位角	俯仰角	方位角	俯仰角
1	0	0.1679	0	0.165
2	0	0.3357	0	0.33
3	0.1679	0	0.165	0
4	0.3357	0	0.33	0

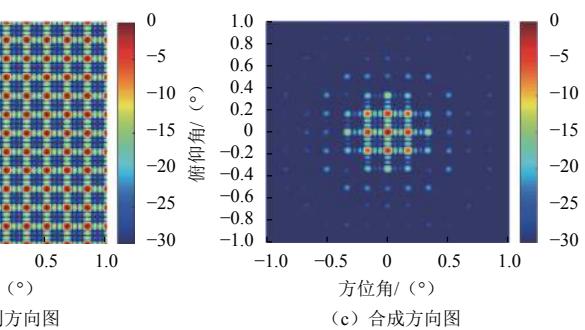
在均匀分布方形天线组阵的基础上, 进一步考虑非均匀分布天线组阵的栅瓣特征。具体而言, 在前述均匀分布方形天线组阵的基础上, 将每个天线相心的 $X$ 坐标和 $Y$ 坐标分别增加一个在 $[-\Delta x, \Delta x]$ 和 $[-\Delta y, \Delta y]$ 范围内均匀分布的随机变量。通过调节 $\Delta x$ 和 $\Delta y$ 的取值, 调整天线组阵的非均匀分布程度。

图7示出了 $\Delta x = \Delta y = 4$  m和 $\Delta x = \Delta y = 8$  m情况下非

线的中轴指向主波束方向时, 式(19)和式(20)所确定的 $(\alpha, \theta)$ 就可以近似视为合成方向图的栅瓣位置。

### 3.2 仿真分析

图6为某个均匀分布方形天线组阵的方向图, 其中, 主波束方向以及抛物面天线的中轴均指向正上方,  $f_c = 3.2$  GHz,  $D = 16$  m,  $q = 5$  m,  $M = 4$ ,  $N = 4$ ,  $d_x = 32$  m,  $d_y = 32$  m。图6(a)为抛物面天线的方向图, 方位维和俯仰维的3 dB波束宽度均为 $0.36^\circ$ 。图6(b)为阵列方向图, 可以看出栅瓣分布规律且幅度与主瓣接近。图6(c)为合成后的总方向图, 可以看出天线方向图的主瓣很好地抑制了阵列方向图的栅瓣, 最终仅在天线方向图主波束内残留了几个较高的栅瓣。表1列出了部分典型栅瓣的位置, 其中仿真确定的栅瓣位置与式(20)预测的栅瓣位置基本一致。



均匀天线组阵的合成方向图。可以看出, 随着 $\Delta x$ 和 $\Delta y$ 取值的增加, 天线组阵的非均匀分布程度逐渐增加, 栅瓣的分布逐渐变得不规则, 且周围出现了更多的不规则小亮斑。

为了更深入地分析天线阵型对合成方向图中主瓣和栅瓣的影响, 接下来分析圆形天线阵和L形天线阵的情况。图8(a)示出了圆形天线阵的天线分布图。其中, 在中心处有1个天线; 在内层的小圆圈上共有5个天线均匀分布, 间隔 $72^\circ$ ; 在外层的大圆圈上共有10个天线均匀分布, 间隔 $36^\circ$ 。图8(b)示出了该圆形天线阵的合成方向图。可以看出, 主瓣非常规则, 且波束宽度略大于图6(c)所示均匀方阵的波束宽度; 栅瓣分布变得很不规则, 且幅度显著低于主瓣。

图9(a)示出了L形天线阵的天线分布图, 其中各天线的间距为32 m。图9(b)示出了该L形天线阵的合成方向图。可以看出, 主瓣不再是规则的圆形, 而是斜着放置的椭圆形; 栅瓣的分布与均匀方阵的栅瓣分

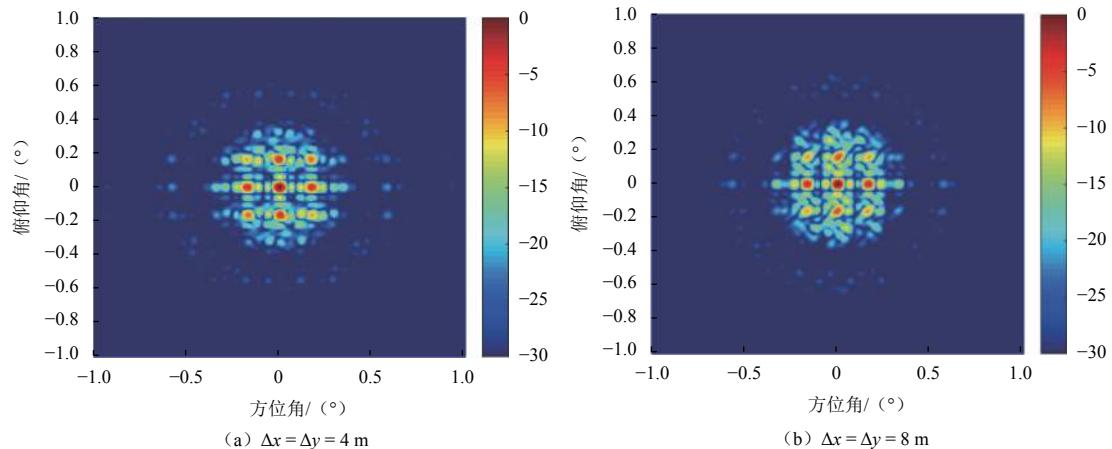


图7 非均匀分布天线组阵的合成方向图

Fig. 7 Synthesis pattern of a non-uniformly distributed antenna array

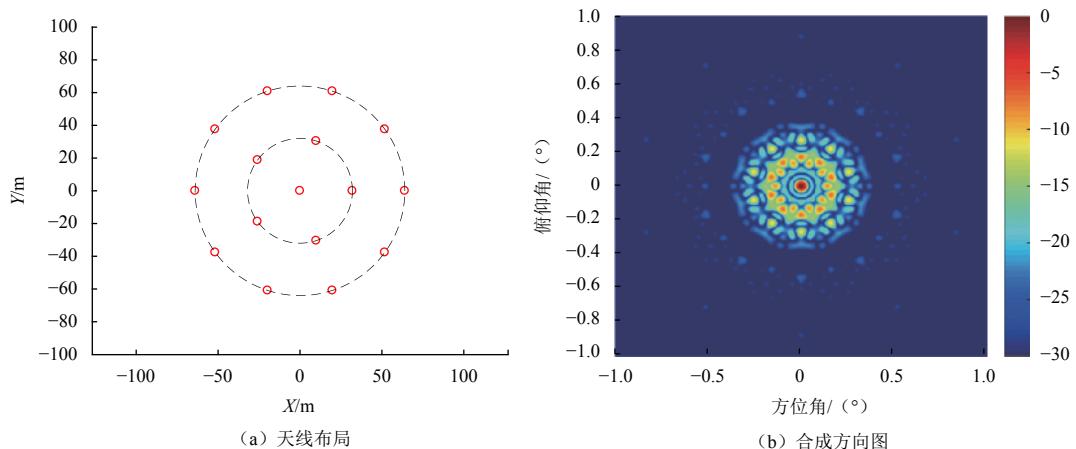


图8 圆形天线组阵的方向图

Fig. 8 Pattern of a circular antenna array

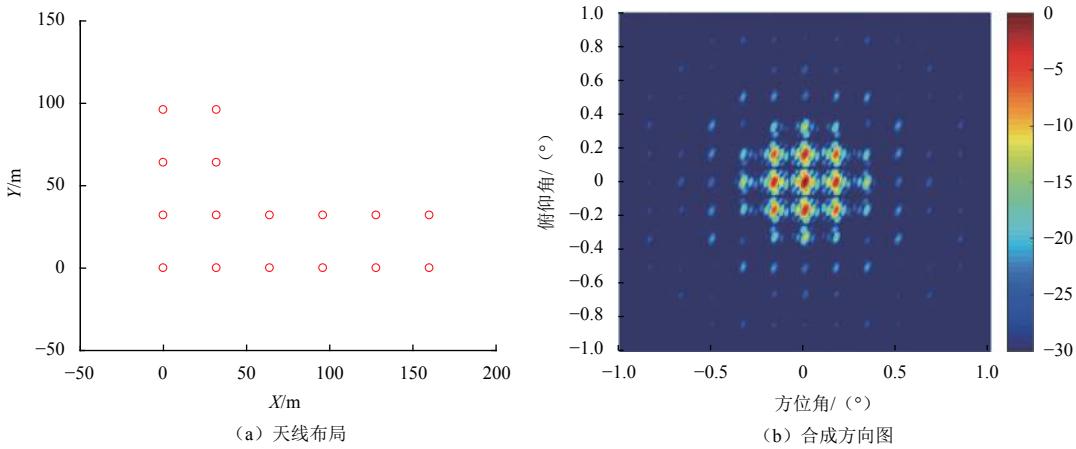


图9 L形天线组阵的方向图

Fig. 9 Pattern of a L-shaped antenna array

布基本一致,只是瓣瓣的形状也变成了椭圆形。

## 4 结 论

本文深入研究了深空天线组阵的空间功率合成特

性。基于信号合成模型,分析了基带时延和载波相位补偿误差对深空天线组阵空间功率合成性能的影响。此外,还进一步研究了天线阵型对深空天线组阵瓣瓣位置及幅度的影响。仿真结果表明,均匀分布方形天

线组阵的栅瓣分布均匀且幅度较大, 随着天线组阵非均匀分布程度的增加, 栅瓣会变得散乱分布且幅度降低, 但主瓣的变化并不明显。圆形天线组阵的栅瓣分布比较散乱, 而L形天线组阵的主瓣和栅瓣均为椭圆形。本文的研究为深空天线组阵系统的设计提供了一定的参考。

## 参 考 文 献

- [1] 吴伟仁, 王琼, 唐玉华, 等. “嫦娥4号”月球背面软着陆任务设计[J]. 深空探测学报, 2017, 4(2): 111-117.
- WU W R, WANG Q, TANG Y H, et al. Design of Chang'e-4 lunar farside soft-landing mission[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2017, 4(2): 111-117.
- [2] 于登云, 孙泽洲, 孟林智, 等. 火星探测发展历程与未来展望[J]. 深空探测学报, 2016, 3(2): 108-113.
- YU D Y, SUN Z Z, MENG L Z, et al. The development process and prospects for Mars exploration[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2016, 3(2): 108-113.
- [3] 韩来辉, 李新胜. 地基深空网发射机现状及未来发展[J]. 飞行器测控学报, 2017, 36(2): 79-85.
- HAN L H, LI X S. Development and status in ground transmitters for deep space networks[J]. Journal of Spacecraft TT & C Technology, 2017, 36(2): 79-85.
- [4] 姚飞, 匡麟玲, 詹亚锋, 等. 深空通信天线组阵关键技术及其发展趋势[J]. 宇航学报, 2010, 31(10): 2231-2238.
- YAO F, KUANG L L, ZHAN Y F, et al. Key techniques and development trend of antenna arraying for deep space communication[J]. Journal of Astronautics, 2010, 31(10): 2231-2238.
- [5] 唐鸣. 全通带多天线信号合成关键技术研究[D]. 郑州: 信息工程大学, 2015.
- TANG M. Research on the full pass-band signal combining techniques for multi-antenna signal reception[D]. Zhengzhou: Information Engineering University, 2015.
- [6] 钟晓玲, 周三文, 李海涛, 等. 天线组阵信号合成技术的研究[J]. 遥测遥控, 2007, 28: 43-48.
- ZHONG X L, ZHOU S W, LI H T, et al. Research on the antenna arraying signal combining technique[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2007, 28: 43-48.
- [7] 郭劲松, 洪家财. 天线上行组阵演示试验分析研究[J]. 四川兵工学报, 2015, 36(9): 118-121.
- GUO J S, HONG J C. Analysis on demonstration of antenna uplink array[J]. Journal of Sichuan Ordnance, 2015, 36(9): 118-121.
- [8] 孔德庆, 施浒立. 非均匀天线组阵SUMPLE权值信噪比及信号合成性能分析[J]. 宇航学报, 2009, 30(5): 1941-1946, 1984.
- KONG D Q, SHI H L. Study of weights performance and combining loss of SUMPLE algorithm for non-uniform antenna arraying[J]. Journal of Astronautics, 2009, 30(5): 1941-1946, 1984.
- [9] 史学书, 王元钦. 深空组阵Eigen算法及其低信噪比合成性能分析[J]. 宇航学报, 2009, 30(6): 2347-2353.
- SHI X S, WANG Y Q. Performance of deep space seetion front eigen combining algorithm in low SNR condition[J]. Journal of Astronautics, 2009, 30(6): 2347-2353.
- [10] NAVARRO R, BUNTON J. Signal processing in the deep space array network: IPN Progress Report 42-157[R]. Cambridge: High Energy Astrophysics Division, 2004.
- [11] 张可, 刘增军, 聂俊伟, 等. 基于分布式地面站天线的空间功率合成[J]. 航空学报, 2016, 37(6): 1912-1920.
- ZHANG K, LIU Z J, NIE J W, et al. Spatial power combining based on distributed antennas in Earth station[J]. Acta Aeronautica ET Astronautica Sinica, 2016, 37(6): 1912-1920.
- [12] 孙克, 杜黎明, 程艳华, 等. 深空探测多天线组阵的增益损失研究[J]. 飞行器测控学报, 2016, 35(6): 422-428.
- SUN K, DU L M, CHENG Y H, et al. Gain loss of deep space exploration antenna arraying[J]. Journal of Spacecraft TT & C Technology, 2016, 35(6): 422-428.
- [13] 刘佳, 史学书, 李俊强, 等. 基于VLBI的上行组阵标校技术研究[J]. 飞行器测控学报, 2015, 34(3): 224-229.
- LIU J, SHI X S, LI J Q, et al. Calibration of uplink arrays using VLBI[J]. Journal of Spacecraft TT & C Technology, 2015, 34(3): 224-229.
- [14] 郭劲松, 洪家财. 深空小规模天线上行组阵布局分析研究[J]. 电子测量技术, 2016, 39(1): 57-60.
- GUO J S, HONG J C. Analysis on the layout of small-scale antenna uplink arraying for deep space[J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(1): 57-60.
- [15] 郭劲松, 洪家财. 天线上行组阵空间功率合成性能初步分析[J]. 现代电子技术, 2015, 38(21): 89-91.
- GUO J S, HONG J C. Preliminary analysis of spatial power synthesis performance in antenna uplink array[J]. Modern Electronics Technique, 2015, 38(21): 89-91.
- [16] 赵卫东, 冯林高, 徐茂格. 深空天线组阵宽带信号频域合成技术研究[J]. 飞行器测控学报, 2015, 34(3): 218-223.
- ZHAO W D, FENG L G, XU M G. Research on broadband frequency-domain antenna arraying technologies for deep space networks[J]. Journal of Spacecraft TT & C Technology, 2015, 34(3): 218-223.
- [17] 孟玮, 刘莹, 张娅楠. 下行宽带信号天线组阵试验验证及分析[J]. 无线电工程, 2014, 44(9): 28-31.
- MENG W, LIU Y, ZHANG Y N. Experiment and analysis of antenna arraying for downlink wideband signals[J]. Radio Engineering, 2014, 44(9): 28-31.
- [18] 洪家财, 杨文革, 侯孝民, 等. 天线下行组阵技术及其试验验证研究[J]. 装备指挥技术学院学报, 2011, 22(1): 58-62.
- HONG J C, YANG W G, HOU X M, et al. Study on downlink antenna array technology and its test verifying[J]. Journal of the Academy of Equipment Command & Technology, 2011, 22(1): 58-62.
- [19] 李勇, 师民祥. 12 m深空组阵天线设计与工程实现[J]. 无线电通信技术, 2015, 41(5): 60-63.
- LI Y, SHI M X. Design and engineering implementation of 12 m antennas for deep space antenna array[J]. Radio Communications Technology, 2015, 41(5): 60-63.
- [20] 徐茂格, 柴霖. 我国深空天线组阵技术现状与发展思考[J]. 电讯技术, 2014, 54(1): 109-114.
- XU M G, CHAI L. Technical status and development suggestion of China's deep space antenna arraying[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(1): 109-114.
- [21] 王海波, 姚旭. 美国下一代深空网发展技术探析[J]. 飞行器测控学报, 2016, 35(6): 443-449.
- WANG H B, YAO X. Evaluation of NASA's next-generation deep

- space network evolvement strategy[J]. Journal of Spacecraft TT & C Technology, 2016, 35(6): 443-449.
- [22] PHAM T T, JONGELING A P, ROGSTAD D H. Enhancing Telemetry and navigation performance with full spectrum arraying[C]//Proceedings of the IEEE Aerospace Conference. Big Sky: [s. n.], 2000.
- [23] SORIANO M, FINLEY S, FORT D, et al. Direct-to-Earth communications with Mars science laboratory during entry, descent, and landing[C]//Proceedings of the IEEE Aerospace Conference. Big Sky: [s. n.], 2013.
- [24] GATTI M S, NAVARRO R, JONGELING A. Arraying performance of a 3-antenna demonstration array for deep space communications [C]//Proceedings of the IEEE Aerospace Conference. Big Sky: [s. n.], 2010.
- [25] NAVARRO R. Frequency domain beamforming for a deep space network downlink array[C]//Proceedings of the IEEE Aerospace Conference. Big Sky: [s. n.], 2012.
- [26] SORIANO M, ROGSTAD S, NAVARRO R, et al. Design and implementation of a deep space communications complex downlink array[C]//Proceedings of the IEEE Aerospace Conference. Big Sky: [s. n.], 2014.
- [27] RAWSON S, FORNAROLI M, BOZZI M, et al. Future architectures for ESA deep space ground stations antennas[C]//Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation. Rome, Italy: IEEE, 2011: 720-724.
- [28] SKOLNIK M I. 雷达手册(第三版)[M]. 南京电子技术研究所, 译. 北京: 电子工业出版社, 2010.
- SKOLNIK M I. Radar handbook(Third Edition)[M]. Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Trans. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010.
- 作者简介:
- 张旭旺(1990-), 男, 工程师, 主要研究方向: 深空探测、雷达信号处理。
- 通讯地址: 河北省石家庄市中山西路589号中国电子科技集团公司第五十四研究所(050081)
- 电话: (0311)86928426, 18830672122
- E-mail: buaaeezxw@163.com

## Analysis on Space Power Synthesis Performance of Deep Space Antenna Array

ZHANG Xuwang<sup>1</sup>, ZHANG Wenchan<sup>2</sup>, MA Wenqi<sup>1</sup>, CHEN Shaoqing<sup>1</sup>, LIU Youyong<sup>1</sup>

(1. The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China; 2. NO.96901 Army, Beijing 100094, China)

**Abstract:** Deep space antenna array is one of the important measures to realize deep space exploration and communication with a very long distance. Based on the signal model of antenna array, the space power synthesis performance characteristics of the deep space antenna array are studied. The effects of time delay and phase compensation error of each antenna signal on the space power synthesis performance are analyzed, and the effects of formation of antenna array on the position and amplitude characteristics of grating lobes are studied. The simulation test results show that the grating lobes of the uniformly distributed square antenna array are evenly distributed and have a large amplitude. As the degree of non-uniform distribution of the antenna array increases, the grating lobes will become scattered and the amplitude will decrease, but the main lobe changes will not be obvious. The grating lobes of the circular antenna array are scattered, while the main lobe and grating lobes of the L-shaped antenna array are both elliptical. It provides a certain reference for the design of deep space antenna array system.

**Keywords:** antenna array; power synthesis; compensation error; antenna formation; grating lobe

### Highlights:

- The space power synthesis performance of deep space antenna array is studied.
- The effects of time delay and phase compensation error on the space power synthesis performance are analyzed.
- The effect of formation of antenna array on the position and amplitude characteristics of grating lobes is studied.

[责任编辑: 宋宏, 英文审校: 朱恬]