DOI: 10. 20079/j. issn. 1001-893x. 221129001

引用格式:唐聪,高昕,朱宏权,等. 一种双圆极化半球面相控阵天线的优化设计[J]. 电讯技术,2023,63(12):1929-1936. [TANG C,GAO X, ZHU H Q,et al. Optimal design of a dual circularly polarized spherical conformal phased array antenna[J]. Telecommunication Engineering, 2023,63(12):1929-1936.]

一种双圆极化半球面相控阵天线的优化设计*

唐 聪1,2,3,高 昕1,朱宏权1,张金荣1,张中山3,朱 超2

(1. 北京跟踪与通信技术研究所,北京 100095; 2. 中国西南电子技术研究所,成都 610036; 3. 北京理工大学 网络空间安全学院,北京 100081)

摘 要:针对全空域多目标通信的应用需求,设计了一种具有 32 阵元的双圆极化半球面相控阵天线。为满足低仰角目标通信需求,采用半球加圆柱的布阵方式,通过详细对比分析三种不同阵元排布方式下的天线性能,确定最优的布阵方式。仿真结果表明,该天线从 0°~102.5°扫描过程中,天线增益大于 13.3 dBi,增益波动小于 2.5 dB。该相控阵天线能够适用于全空域多目标通信的场合。 关键词:全空域多目标通信:半球面相控阵;共形阵列天线

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



中图分类号: TN820 文献标志码: A 文章编号: 1001-893X(2023)12-1929-08

Optimal Design of a Dual Circularly Polarized Spherical Conformal Phased Array Antenna

TANG Cong^{1,2,3}, GAO Xin¹, ZHU Hongquan¹, ZHANG Jinrong¹, ZHANG Zhongshan³, ZHU Chao²

(1. Beijing Institute of Tracking and Telecommunication Technology, Beijing 100095, China;

2. Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China;

3. School of Cyberspace Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: To satisfy the future demand for multi-target communication in hemispherical coverage, a 32-element dual circularly polarized spherical conformal phased array antenna is present. Hemispherical and cylinder configuration is adopted to meet the communication requirements at low elevation angel. Three spherical phased array antennas (SPAA) operating in different element distributions are compared in detail to decide the optimum performance. Simulation results show that the gain is higher than 13. 3 dBi and the gain flatness is less than 2. 5 dB within the scanning range of $0^{\circ} \sim 102.5^{\circ}$, which indicates this spherical phased array antenna can be applied in multi-target tracking in hemispherical coverage.

Key words: hemispherical coverage multi-target tracking; spherical phased array; conformal array antenna

0 引言

传统的反射面天线是依靠机械伺服装置来控制 天线的物理指向从而控制天线波束,其实现波束扫 描的时间较长,往往难以跟踪高速飞行的目标。而相控阵天线通过开关控制每个天线阵元的馈电相位从而实现波束扫描,大大提高了波束扫描的速度和

灵活性。另外,相控阵天线能够同时产生多个波束 快速捕获和跟踪多个目标,而传统抛物面天线仅仅 能够跟踪单个目标,难以满足目前全空域多目标通 信的应用需求。

传统平面相控阵天线随着扫描角度的增加,增 益逐渐降低,其俯仰角覆盖范围一般在±60°之 内[1-3]。为实现全空域扫描,研究人员提出了多种 天线布阵方式,比如将天线阵面倾斜[4]、多面 阵[5-6]、加棱镜[7]、天线罩[8]和圆台阵列[9]等。但由 于以上布阵方式在圆台和侧面连接处存在不连续 性,因此在跟踪目标时会出现波束切换的问题,这对 后端的信号处理提出了更高的要求,增加了系统的 复杂度。球面天线在各个角度进行波束扫描时能够 保持波束增益几乎不变,因此该布局方式特别适用 于需要大空域或者全空域波束扫描的场合[10-12]。 另外,球形阵列天线的阵元都位于球面上,阵元之间 是连续排布,因此波束扫描时不会出现波束切换的 问题。但在实际应用时,需考虑天线的尺寸以及安 装固定,因此通常将球面阵列天线截断即进行半球 面阵列天线设计。而截断设计比较复杂,往往有很 多因素需要考虑[13-15]。

本文针对全空域多目标通信的应用需求,采用 半球面加圆柱的天线布阵形式,以扩大天线的空域 覆盖范围。为了获得最佳的天线性能,本文分析对 比了三种不同阵元布局方式下的天线性能,并得到 一种最佳的天线布阵方式。

1 半球面天线布局

1.1 单个阵元

本项目要求天线具有左旋圆极化和右旋圆极化的能力。另外,项目对天线的结构尺寸也有约束,需要天线具有低剖面、轻量化的特点。因此,天线阵元设计时需兼顾轻量化和小型化,同时为了实现双圆极化性能,还应考虑极化网络的设计复杂度。与波导、振子、螺旋等形式的天线相比,微带贴片天线具有较低的剖面厚度,同时具有低成本和轻量化的优点,符合本项目需求,所以选择微带天线作为辐射单元。

图 1 所示为本项目所采用的天线阵元模型,其主要由辐射贴片、电桥、辐射杯子等部分组成。采用双点馈电加电桥的形式实现双圆极化设计,通过添加辐射杯子的方式提升天线阵元的增益。辐射贴片为标准矩形贴片,电桥电尺寸为 $\lambda/4(\lambda$ 为对应中心频率 f_0 处波长),辐射杯半径为 0.51λ 。天线阵元采用基片架高悬空的形式,以提升天线增益,杯高为 $8.2~\mathrm{mm}$ 。

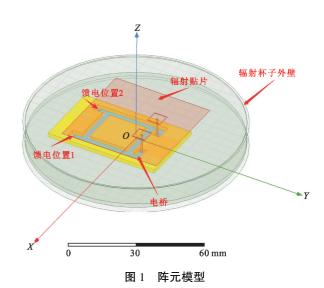


图 2、图 3 和图 4 分别给出了该阵元的 S 参数、方向图和轴比,可以发现,该阵元在 f_L , f_0 和 f_H 频率处分别具有 8. 26 dBi, 8. 56 dBi 和 8. 49 dBi 的增益 (f_L =0. 92 f_0 代表通带下边缘频率, f_0 代表中心频率, f_H =1. 03 f_0 代表通带上边缘频率),在整个工作通带内该阵元输入端口回波损耗小于-22. 5 dB,隔离度大于 14 dB,轴比小于 1. 3 dB,表明该阵元具有良好的性能。

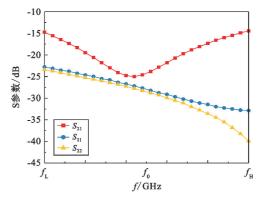
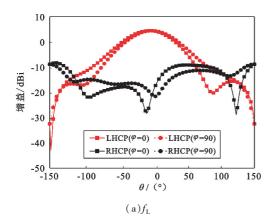
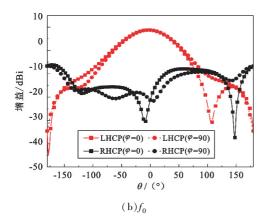
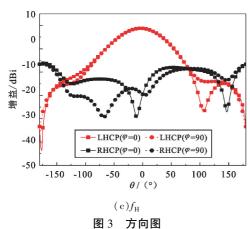
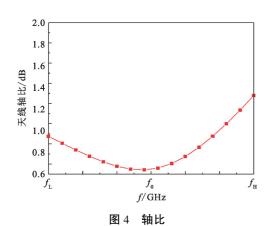


图 2 天线仿真 S 参数









1.2 三种布局方式

对于球面相控阵天线,阵元布局是按照一定的间隔均匀分布在每个圈层上,如图 5 所示。每个圈层对应的仰角为 α_n ,每个圈层上的阵元数目由阵元之间的间距和阵元的物理尺寸决定。设第 n 圈上的阵元所对应的方位角为 β_{nm} , α_n 和 β_{nm} 可由以下公式计算 [2]:

$$\alpha_n = (\frac{90^{\circ}}{P}) \times n, 1 \le n \le P, \tag{1}$$

$$\beta_n = (\frac{360^{\circ}}{Q(n)}) \times m, 1 \le m \le Q(n)_{\circ}$$
 (2)

式中:P是球面圈层的个数;Q(n)是第n 圈上的阵元个数。

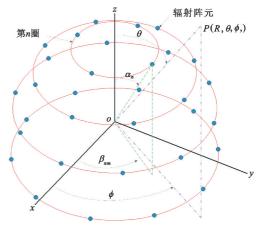


图 5 球形阵列坐标系及其几何结构

而对于半球面相控阵天线,其形状相当于在球体中间平面处截断,因此,当波束扫描至 90°时波束增益会明显下降。为了解决这一问题,通常采用半球面加柱面的形式,以提高大扫描角度时波束的增益。

本项目中天线阵面共包含 32 个阵元,根据半球面天线空域覆盖要求以及单个阵元的物理尺寸,将阵元排布在 4 个圈层,每个圈层的阵元数目分别是 4 个、8 个、10 个和 10 个。单个阵元的法向与球面半径方向一致,阵元之间的间距是 0. 75λ , λ 为中心频率 f_0 所对应的波长。图 6 给出了一种可能的天线阵元布局形式,其中阵元的指向代表该阵元的法向。设 32 个阵元可以用相同的方向图函数表示。由于每个阵元的法向方向不同,因此整个阵面的方向图不能直接用单个阵元的方向图乘以阵因子得到,而是需要将单元坐标进行旋转,然后进行电场的叠加[16-17]。

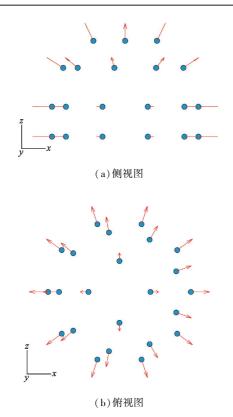
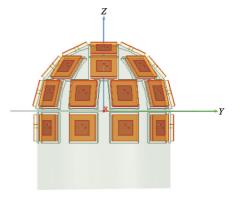


图 6 半球面天线阵面布局

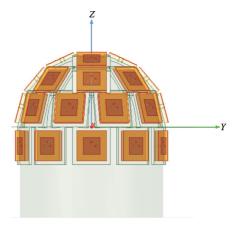
球面阵列方向图函数为可表示为

$$\begin{cases} E(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^{N} A_i f_i(\theta, \varphi) \cdot \exp\left[j\frac{2\pi}{\lambda}(\cos \xi_n - \cos \xi_0)\right] \\ \cos \xi_i = (x_i, y_i, z_i) \cdot (\sin \theta \cos \varphi, \sin \theta \sin \varphi, \cos \theta) \\ \cos \xi_0 = (x_i, y_i, z_i) \cdot \\ (\sin \theta_0 \cos \varphi_0, \sin \theta_0 \sin \varphi_0, \cos \theta_0) \end{cases}$$
(3)

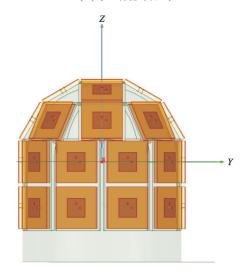
式中: $f_i(\theta,\varphi)$ 代表球面阵中第 i 个阵元的方向图; (x_i, y_i, z_i) 代表第 i 个阵元在直角坐标系中的坐标; (θ_0, φ_0) 代表目标所在方向。由式(3)可以发现,阵 元的坐标位置即天线阵列的布局方式对整个天线方 向图有重要影响。根据系统指标要求,天线扫描范 围方位 0°~360°, 俯仰 0°~102.5°。传统的布局方 式通常采用一圈圈同心圆排布,但该布局方式并非 具有最佳的天线性能。为了获得最佳性能的天线, 本文提出了3种不同的阵元布局方式,如图7所示。 通过调整阵元的分布,使得在相同阵元数目和天线 口径的条件下,天线具有最佳的G/T值。为便于对 比这3种不同布局方式下天线的性能、3种布局方 式均采用相同的阵元、相同的阵元间隔和相同的球 面直径。



(a) 第一种排布方式



(b)第二种排布方式



(c)第三种排布方式

图 7 三种排列方式侧视对比图

第一种与第二种排布方式的前三圈阵元法向朝 向斜上方空域,仅第四圈阵元法向朝向水平方向,在 俯仰0°~90°范围内的阵元均匀分布。这两种排布 方式的区别在干第二种排布方式对第四圈阵元的位 置旋转了半个阵子的角度。第三种排布方式是前两 圈阵元的法向朝向斜上方空域,第三、四圈阵元法向 都朝向水平方向。与前两种方式相比,该方式提升

了天线在水平方向附近的性能。

采用 HFSS 对上述三种模型进行仿真,然后对天线的 G/T 值、增益、天空噪温 3 项指标进行对比。计算的切面为方位角 90°,俯仰角 0°~102.5°,其中0°天顶方向。

1)增益 G

在全空域形成任意方向的波束时,需要对 32 个阵元进行动态选择。当波束指向与阵元法向之间夹角大于一定角度时,该阵元对整个天线的增益贡献较小,可以忽略,此时就可以不激活该阵元。本项目中以(θ_0 , φ_0)代表波束方向,(θ_i , φ_i)代表第 i 个阵元的法向。当(θ_0 , φ_0)与(θ_i , φ_i)之间的夹角小于60°时激活该阵元,否则不激活该阵元,即只激活与波束指向之间夹角小于60°扇形区域内的阵元。另外,由于球表面每个天线单元的辐射朝向、极化朝向均不一致,所以还需通过相位补偿天线几何位置带来的相位不一致[17]。式(4)给出了计算两个向量之间夹角 δ 的公式, n_0 代表波束指向向量, n_1 代表阵元法向向量。式(5)和式(6)分别给出了夹角为 δ 时对应的波程差以及对应的相位。

$$\delta = a\cos\left(\frac{\boldsymbol{n}_0 \cdot \boldsymbol{n}_1}{|\boldsymbol{n}_0| \times |\boldsymbol{n}_1|}\right),\tag{4}$$

$$d = 2R \times \left(\sin\frac{\delta}{2}\right)^2,\tag{5}$$

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d_{\circ} \tag{6}$$

3 种不同布阵方式下,天线指向不同角度时的增益仿真值如图 8 所示,可以看出,在大部分俯仰角度内第一种和第二种排布方式的增益比第三种排布方式的增益高,只是在仰角 95°附近,第三种排布方式的增益稍高,这是由于该排布方式的第三圈和第四圈阵元都是水平方向辐射的缘故。整体而言,第三种排布方式的增益性能不如前两种排布方式。

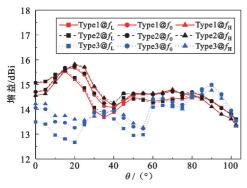
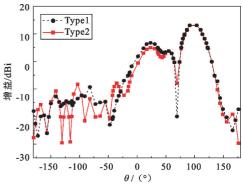
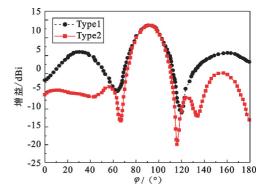


图 8 3 种排列方式指向不同俯仰角度时天线增益对比

图 9 给出了波束指向 102.5°时第一种和第二种排布方式的增益仿真结果对比,可以看出,这两种排布方式的最大增益几乎相同,但第一种排布方式的副瓣在水平方向较高。



(a)方位 90°切面



(b)俯仰扫描 102.5°切面

图 9 波束指向 102.5°时第一种排布方式和 第二种排布方式的波瓣对比

2)天空噪温 T_a 以及系统噪温 T_s

天空噪声温度由方向图和环境噪声温度分布的 乘积的积分确定:

$$T_{\rm a} = \frac{1}{4\pi} \int_{0.0}^{2\pi\pi} \int_{0.0}^{\pi} G(\theta, \varphi) T_{\rm S}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi_{\rm o}$$
 (7)

式中: $G(\theta,\varphi)$ 是天线增益方向图; $T_{\rm S}(\theta,\varphi)$ 表示与角度有关的环境黑体辐射。上式表明天线的噪声温度是环境噪声温度的加权平均值。 $T_{\rm S}$ 随仰角和频率变化的曲线可从文献[1]查得,从中可以绘出 $f_{\rm H}$ 处天线噪声温度随仰角的变化的曲线,如图 10 所示。低于水平线角度以下的天空噪温按 300 K 计算。

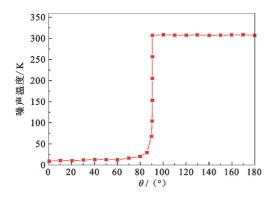


图 10 频率为 $f_{\rm H}$ 时天空噪声温度随仰角变化曲线

通信目标的最低仰角为80°,相控阵天线所安装的载荷摇摆角度范围为±22.5°。在大地坐标系中,当天线波束最低指向为80°,载荷摇到22.5°时,波束指向可能会达到102.5°(极坐标系),在0°~80°范围内可以根据指向角度对该空域噪温进行积分;当扫描角度超过80°时(如90°)可以通过坐标旋转^[18],将天空噪温分布旋转到低仰角上进行计算。

3 种不同布局方式的天空噪温仿真结果如图 11 所示。从图中可知,第一种排布方式仅在 100°仰角附近噪温偏高,在其他角度相对于第二种和第三种排布方式噪温低。第二种和第三种排布方式在 65°~90°仰角区间噪温偏高,但是在 90°以上的仰角区域噪温较低,其中第二种排布方式是由于第四圈阵元在方位面进行了角度旋转设计,使得低仰角波束对地一侧的副瓣较低的缘故;第三种排布方式主要是因为第三圈和第四圈的阵子水平方向辐射,可以获得较低的副瓣。

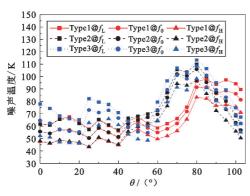


图 11 3 种排列方式天空噪温对比

接收机的噪声包括由天线阵元驻波、馈线失配、滤波器插损、低噪声放大器及其后端接收链路引入的噪声。在本项目中,天线阵元驻波为1.5,由驻波反射带来增益损失和天线阵元失配为

$$T_1 = 0 \text{ K}, \tag{8}$$

$$G_1 = 1 - \left(\frac{\rho - 1}{\rho + 1}\right)^2 = 0.96_{\circ}$$
 (9)

阵元之后的滤波器插损为 0.7 dB,设天线的物理温度为 37.7 % (310.83 K),由导体损耗计算等效噪声温度可得

$$T_2 = (10^{0.7/10} - 1) \times 310.83 = 54.36 \text{ K}, (10)$$

$$G_2 = 10^{-0.7/10} = 0.851_{\circ}$$
 (11)

考虑馈线驻波 1.2,馈线失配的噪声温度为

$$T_3 = 0 \text{ K},$$
 (12)

$$G_3 = 1 - \left(\frac{\rho - 1}{\rho + 1}\right)^2 = 0.992_{\circ}$$
 (13)

接收链路中采用电桥进行圆极化合成,其噪声系数为0.8 dB,转换为噪声温度为

$$T_4 = (10^{0.8/10} - 1) \times 290 = 58.66 \text{ K}_{\odot}$$
 (14)

设接收机的噪声系数为 8 dB,接收链路增益为 40 dB,即

$$T_5 = (10^8 - 1) \times 290 = 1539.78 \text{ K},$$
 (15)

$$G_4 = 10^4 = 10\ 000_{\,\circ} \tag{16}$$

将各级噪声等效到接收机入口处时需考虑设备 级联对链路增益的影响,计算如下:

$$T_{e1} = T_1 = 0 \text{ K},$$
 (17)

$$T_{e2} = \frac{T_2}{G_1} = 56.63 \text{ K},$$
 (18)

$$T_{\rm e3} = \frac{T_3}{G_1 \cdot G_2} = 0 \text{ K},$$
 (19)

$$T_{e4} = \frac{T_4}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3} = 72.39 \text{ K},$$
 (20)

$$T_{e5} = \frac{T_5}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4} = 0.19 \text{ K}_{\circ}$$
 (21)

因此,接收机入口处总的噪声等效温度可以表示为

$$T_{\rm S} = T_{\rm e1} + T_{\rm e2} + T_{\rm e3} + T_{\rm e4} + T_{\rm e5} = 129.2 \text{ K}_{\odot}$$
 (22)
3) G/T **f**

G/T 值是接收系统的一个重要指标,又称为接收系统的品质因素,是接收天线增益 G 与接收系统噪声等效温度 T 的比值。G/T 值越大,代表接收系统的灵敏度愈高,计算公式为

$$\frac{G}{T} = G - 10 \times \lg(T_a + T_S)_{\circ}$$
 (23)

3 种不同布局方式的天空噪温仿真结果如图 12 所示,可以看出第二种排布方式的 *G/T* 值在绝大部分的俯仰角度范围内,优于其他两种布阵方式的性能。表 1 给出了 3 种不同布局方式下天线性能对比,可以看出第二种排布方式的整体性能最优,因此

本项目选择第二种排布方式。

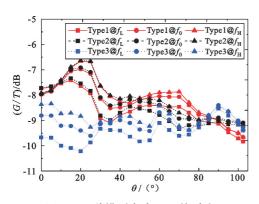


图 12 3 种排列方式 G/T 值对比

表 1 3 种不同阵元排布方式下天线性能对比

排布方式	G/T值/(dB/K)	增益/dBi	天空噪温/K
第一种方式	-9.84~-6.40	13.56~15.80	43. 28~97. 80
第二种方式	-9.34~-6.63	13. 38~15. 83	43.37~105.89
第三种方式	-10. 22~-8. 34	12. 67~15. 00	46.09~113.25

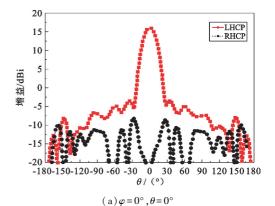
2 整体仿真

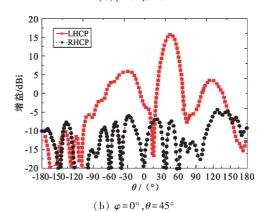
根据前文分析,选择第二种阵元排布方式,经过微调优化之后,得到最终的阵列天线,如图 13 所示。

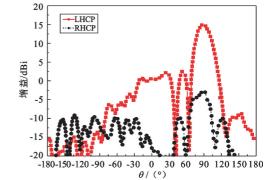


图 13 半球面相控阵天线

图 14 给出了在中心频率 f_0 处方向图扫描仿真结果,可以看出当波束从 0°~102.5°扫描过程中方向图形状保持良好,主瓣增益波动小于 2.5 dB。当扫描角度达到 102.5°时旁瓣最高,但与主瓣相差仍大于 7.4 dB。另外,随着扫描角度的增加,交叉极化逐渐提高,这是由于该球面相控阵天线的阵元不在同一平面上,造成阵元之间极化有差别。







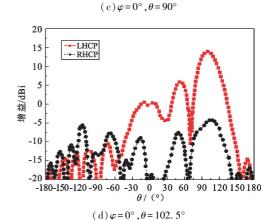


图 14 中心频率 f_0 处半球面相控阵天线方向图仿真结果

图 15 给出了该天线在中心频率 f_0 处不同方位 切面下轴比随着仰角变化的仿真结果,从中可以看 出该天线仰角从 70°开始轴比逐渐增大。这是由于 随着仰角的增加,阵元法向逐渐朝向水平方向,与低仰角阵元之间的极化差别逐渐增大,但在整个扫描范围内轴比始终小于 2.8 dB,满足应用需求。

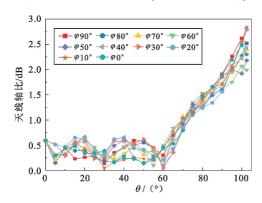


图 15 中心频率 f_0 处半球面相控阵天线轴比仿真结果

3 结束语

本文优化设计了一种适用于全空域多目标通信 的半球面相控阵天线,详细对比分析了,3 种不同阵 元排布方式下的天线性能,最终得出了一种最优的 天线布局。仿真结果表明,通过将水平朝向阵元旋 转一定角度,获得了兼顾增益与噪温的高性能天线。 本文可为相关研究提供有益参考。

下一步将研究个别天线阵元失效对天线性能的 影响。

参考文献:

- [1] MAILLOUX R J. Phased array antenna handbook [M]. 2nd ed. Norwood; Artech House, 2005.
- [2] BAI C X, CHENG Y J, DING Y R, et al. A metamaterial-based S/X dual-band shared-aperture phased-array antenna with wide beam coverage [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 2020, 68(6); 4283–4292.
- [3] SUN J X, CHENG Y J, FAN Y. Planar ultra-wideband and wide-scanning dual-polarized phased array with integrated coupled-marchand Balun for high polarization isolation and low cross-polarization [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 2021, 69 (11);7134-7144.
- [4] MANRIQUE R, TORRES R, DOMINGUEZ C, et al. Design and prototyping of a microstrip transmit-receive array antenna for mobile Ku-band satellite terminals [C]//Proceedings of 2010 European Conference on Antenna and Propagation. Barcelona: IEEE, 2010:1-7.
- [5] TOLSHEV A G. Multipanel concept for wide-angle scanning of phased array antennas [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 2008, 56 (10);3330-3333.
- [6] CHEN S B, LUK K M. A dual-mode wideband MIMO cube antenna with magneto-electric dipoles [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 2014, 62 (12):5951-5959.

- [7] LAM T A, VIER D C, NIESLSEN J A, et al. Steering phased array antenna beams to the horizon using a buckyball NIM lens [J]. IEEE Proceeding, 2011, 99 (10):1755-1767.
- [8] SUN F, ZHANG S, HE S. A general method for designing a radome to enhance the scanning angle of a phased array antenna [J]. Progress in Electromagnetic Research, 2014, 145: 203-212.
- [9] 王铁丹,陈乐,唐伟峰,等. 便携式卫星终端全空域共形数字阵列设计[J]. 航天电子对抗,2016,32(4):5-7.
- [10] 俄广西,柴霖,刘云阁. 全空域多目标测控天线技术研究[J]. 电讯技术,2015,55(10):1112-1117.
- [11] HOFFMAN M. Conventions for the analysis of spherical arrays [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 1963, 11(4):390-393.
- [12] SENGUPTA D L, SMITH T M, LARSON R W. Radiation characteristics of a spherical array of circularly polarized elements [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 1968, 16(1):2-7.
- [13] KUMAR B P, KUMAR C, KUMAR V S, et al. Active spherical phased array design for satellite payload data transmission [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 2015, 63(11):4783-4791.
- [14] KUMAR B P, KUMAR C, KUMAR V S, et al. Optimal radiation pattern of the element for a spherical phased array with hemispherical scan capability [J]. IEEE Antennas Wireless Propagation Letter, 2017, 16:2780–2782.
- [15] LIN H S, CHENG Y J, WU Y F, et al. Height reduced concave sector-cut spherical conformal phased array antenna based on distributed aperture synthesis [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 2021, 69(10):6509-6517.
- [16] YAN K K, LU Y. Side lobe reduction in array-pattern synthesis using genetic algorithm [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 1997, 45(7):1117-1121.
- [17] HUANT G Z, BALNIS C A. Adaptive beamforming using spherical array [C]//Proceedings of 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Washington DC; IEEE, 2005; 621–634.
- [18] ORAZI H, SOLEIMANI H. Optimum pattern synthesis of non-uniform spherical arrays using the Euler rotation [J]. IET Microwave Antennas Propagation, 2015, 9(9): 898-904.

作者简介:

唐 聪 男,1987 年生于河南商丘,2018 年获博士学位,现为高级工程师,主要从事航天测控系统研究。

高 昕 男,1973 年生于陕西铜川,2007 年获博士学位,现为研究员,主要研究方向为卫星通信与导航、相控阵信号处理。

朱宏权 男,1982年生于陕西商南,2008年获博士学位,现为副研究员,主要研究方向为相控阵天线和信号处理。

张金荣 女,1984 年生于湖北襄阳,2009 年获硕士学位,现为助理研究员,主要研究方向为相控阵天线和信号处理。

张中山 男,1974 年生于河北遵化,2004 年获博士学位,现为教授、博士生导师,主要研究方向为空天信息网络、无线全双工通信。

朱 超 男,1988年生于山东济宁,2013年获硕士学位,现为工程师,主要研究方向为阵列天线、低 RCS 天线。