DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.221019004

最大 SNR 准则的共形阵列波束合成方法*

张华健1,李聪颖2,黄治磊3,周文斐1,曾 浩3

(1.北京卫星信息工程研究所,北京 100095;2.海军研究院系统研究所,北京 100036;3重庆大学 微电子与通信工程学院,重庆 400044)

摘 要:相控阵波束合成的最终目的是提高接收信号的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR),但是由 于共形阵阵面是弯曲的,各个阵元具有不同的接收 SNR,把所有阵元移相后直接进行波束合成并不 能保证获得最大 SNR。在考虑单元方向图影响情况下,通过对共形相控阵天线接收 SNR 解析表示, 采用迭代方式对阵元是否接入波束合成进行判断,确保了天线具有最大 SNR 输出。计算机仿真证 实了阵元选择方法的正确性。

关键词:相控阵;共形阵列;波束合成;阵元选取

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



中图分类号:TN927 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2024)03-0436-06

Conformal Array Beamforming with Maximum SNR

ZHANG Huajian¹, LI Congying², HUANG Zhilei³, ZHOU Wenfei¹, ZENG Hao³

(1. Beijing Institute of Satellite Information Engineering, Beijing 100095, China;

2. System Research Institute of Naval Academy, Beijing 100036, China;

3. School of Microelectronic and Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The ultimate purpose of phased array is to improve the signal-to-noise ratio (SNR) of the received signal through beamforming. However, direct output using all elements of conformal array could not ensure the maximum SNR even with correct phase shifting, because each SNR of element is different due to the curved array surface. The analytic expression of the output SNR is achieved when considering the pattern of each element for any conformal phased array. The iterative method is used to judge whether the element is connected to the beam synthesis to ensure that the antenna has the maximum SNR output. Finally, computer simulation proves the correctness of the beamforming method.

Key words: phased array; conformal array; beam synthesis; array element selection

0 引 言

共形阵列是将天线单元共形贴附于载体表面而构成的天线阵列^[1]。一般来说,共形阵列具有安装简单、节省空间、空气阻力小和波束扫描范围广等优点,在星载、机载、弹载平台上有着广泛的应用^[2-3]。 共形阵虽然有着突出的优势和应用潜力,但共形阵列载体弯曲引起的阵元各向异性和遮挡效应制约着 波束形成,通常的平面相控阵波束合成与综合算法 已不能适用于共形相控阵^[4-6]。文献[7]指出,在大 多数共形阵列的波束形成算法中,最常见的解决方 案是通过调用欧拉旋转矩阵将天线的全局坐标转换 为其局部坐标获得阵元因子再进行波束合成。文献 [8]指出,在共形阵中,阵面曲率影响造成辐射单元 的指向各不相同,并且各个单元的极化各不相同,导

收稿日期;2022-10-19;修回日期;2022-11-21
 基金项目:"十四五"国防预研基金(629010204)
 通信作者:曾浩 Email;haoz@cqu.edu.cn

(1)

致产生严重的交叉极化分量。文献[9]研究了一种 新的混合进化算法在共形相控阵方向图综合中的应 用,该混合算法在共形天线阵综合的实际问题上优 于遗传算法和粒子群算法。文献[10]提出了一种 宽带宽扫描圆柱共形相控阵的实用实现方法。但 是,以上文献在进行共形阵波束合成时,将所有的阵 元都参与波束合成中,那些信噪比(Signal-to-Noise Ratio,SNR)很小的阵元,其实会导致阵列输出总的 SNR 降低。

为此,本文对共形阵接收信号进行建模,根据每 个阵元的接收信噪比,通过迭代方法对阵元是否参 与波束合成进行判断,以确保阵列输出满足最大 SNR 准则。

1 经典共形阵波束合成方法

1.1 理想点源共形阵模型

在共形阵列中,圆柱阵使用最广,因此本文研究 以此为例,但本文方法对其他任意共形阵列同样适 合。考虑如图1所示的圆柱共形阵,此时,先假设每 个阵元都是理想点源,则阵列方向图仅仅由阵因子 决定,与单元方向图无关。



图 1 圆柱共形阵阵列结构 Fig. 1 Structural diagram of cylindrical conformal array

在图 1 中,圆柱阵列的表面上有 E 个等距的圆 环,相邻两圆环之间间距为 M。每个圆环上有 D 个 相同阵元,以 XOZ 面对称,不同圆环上 D 个阵元布 局完全相同。圆柱的半径为 r。原点位于圆柱阵母 线中点所在圆截面的圆心。在同一圆环上,相邻两 阵元之间的夹角为 α。第 d 行 e 列阵元三维坐标 $(p_{dex}, p_{dev}, p_{dez}) 可表示为$ $\begin{cases} p_{dex} = (e-1)M - \frac{(E-1)M}{2} = eM - \frac{E+1}{2}M \\ p_{dey} = r\cos(\frac{\pi}{2} - (d - \frac{D+1}{2})\alpha) = r\sin(d\alpha - \frac{D+1}{2}\alpha) \\ p_{dez} = r\sin(\frac{\pi}{2} - (d - \frac{D+1}{2})\alpha) = r\cos(d\alpha - \frac{D+1}{2}\alpha) \end{cases}$

式中:
$$d=1,2,\cdots,D$$
; $e=1,2,\cdots,E_{c}$

矩阵表示在阵列信号处理中更为方便,所以,阵 列接收信号矩阵 **x**(t)为

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_{11}(t) & \cdots & x_{1E}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{D1}(t) & \cdots & x_{DE}(t) \end{bmatrix} = \\ s(t) \begin{bmatrix} e^{-j\omega\tau_{11}} & \cdots & e^{-j\omega\tau_{1E}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\omega\tau_{D1}} & \cdots & e^{-j\omega\tau_{DE}} \end{bmatrix} = \\ s(t) \mathbf{v}(\theta_0, \varphi_0)$$
(2)

式中:s(t)为远场入射信号,入射角度为(θ_0, φ_0); $v(\theta_0, \phi_0)$ 为入射角度为(θ_0, ϕ_0)时的信号方向矩阵; τ_{de} 是第 d 行 e 列的阵元相对于坐标原点的延时,表达式为

$$\tau_{de} = -\frac{1}{c} \left[\sin \theta_0 \cos \phi_0 p_{dex} + \sin \theta_0 \sin \phi_0 p_{dey} + \cos \theta_0 p_{dez} \right]$$
(3)

1.2 欧拉坐标旋转

信号在全局坐标系(X, Y, Z)下的入射角度(θ_0 , φ_0)是已知量,为了获得每个阵元接收信号表示,定 义每个阵元自身的局部坐标系(X_{de}, Y_{de}, Z_{de})。根据 阵元局部坐标系和全局坐标系关系,把信号入射角 度(θ_0, φ_0)转换为每个单元的局部坐标系下的入射 角度(θ_{de}, ϕ_{de})。

对于图 1 的圆柱共形阵,观察第 d 行 e 列的阵 元其局部坐标系与全局坐标系的关系,发现全局坐 标系只需绕 X 轴旋转一定的角度就可得到该阵元 的局部坐标系,所以欧拉旋转需要旋转的角度 ($\alpha_{dex}, \alpha_{dey}, \alpha_{dez}$)分别为

$$\begin{cases} \alpha_{dez} = 0\\ \alpha_{dex} = -(d-1)\alpha + \frac{D-1}{2}\alpha \\ \alpha_{dey} = 0 \end{cases}$$
(4)

通过欧拉坐标旋转方法,得到第 d 行 e 列阵元 的局部坐标系下的入射角度($\theta_{de}, \varphi_{de}$)为

$$\varphi_{de} = \begin{cases} \arctan\left(\frac{\sin \theta_0 \sin \varphi_0 \cos \alpha_{dex} - \cos \theta_0 \sin \alpha_{dex}}{\sin \theta_0 \cos \varphi_0}\right), & \sin \theta_0 \cos \varphi_0 \ge 0\\ \\ \pi + \arctan\left(\frac{\sin \theta_0 \sin \varphi_0 \cos \alpha_{dex} - \cos \theta_0 \sin \alpha_{dex}}{\sin \theta_0 \cos \varphi_0}\right), & \sin \theta_0 \cos \varphi_0 < 0 \end{cases}$$

 $\theta_{de} = \arctan(\sin \theta_0 \sin \varphi_0 \sin \alpha_{dex} + \cos \theta_0 \cos \alpha_{dex})$

1.3 共形阵列波束合成方法

真实的共形阵列方向图,需要考虑单元方向图 的影响。在共形阵列中,阵元具有自身的本地坐标 系,通过1.2节的欧拉旋转变换,由信号在全局坐标 系下的入射角度(θ_0, φ_0)获得每个单元的局部坐标 系下的入射角度信息(θ_{de}, ϕ_{de})。假设天线单元在 自身坐标系下的方向图为

$$E(\theta,\varphi) = A(\theta,\varphi) e^{jB(\theta,\varphi)}$$
(5)

显然, $A(\theta, \varphi)$ 和 $B(\theta, \varphi)$ 分别是幅度和相位方向图。当信号从全局坐标系下角度(θ_0, φ_0)入射时,信号在第d行e列的阵元的响应为

$$E(\theta_{de}, \phi_{de}) = A(\theta_{de}, \phi_{de}) e^{jb(\theta_{de}, \phi_{de})}$$
(6)

从而,根据方向图乘积定理,得到该入射信号在 全局坐标系下方向矢量为

$$\mathbf{v}(\theta_{0},\varphi_{0}) = \begin{bmatrix} E(\theta_{11},\varphi_{11})e^{j\omega\tau_{11}} & \cdots & E(\theta_{1E},\varphi_{1E})e^{j\omega\tau_{1E}}\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ E(\theta_{D1},\varphi_{D1})e^{j\omega\tau_{D1}} & \cdots & E(\theta_{DE},\varphi_{DE})e^{j\omega\tau_{DE}} \end{bmatrix} = \\ \begin{bmatrix} A(\theta_{11},\varphi_{11})e^{jB(\theta_{11},\varphi_{11})} \cdot e^{j\omega\tau_{11}} & \cdots & A(\theta_{1E},\varphi_{1E})e^{jB(\theta_{1E},\varphi_{1E})} \cdot e^{j\omega\tau_{1E}}\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ A(\theta_{D1},\varphi_{D1})e^{jB(\theta_{D1},\varphi_{D1})} \cdot e^{j\omega\tau_{D1}} & \cdots & A(\theta_{DE},\varphi_{DE})e^{jB(\theta_{DE},\varphi_{DE})} \cdot e^{j\omega\tau_{DE}} \end{bmatrix}$$

$$(7)$$

经典共形阵列波束合成采用的权矩阵由所有天 线单元对应加权值组成,权值仅仅是与方向矢量中 相位部分相同,而不考虑方向矢量中幅度的不同,即

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} e^{jB(\theta_{11},\varphi_{11})} \cdot e^{j\omega\tau_{11}} & \cdots & e^{jB(\theta_{1E},\varphi_{1E})} \cdot e^{j\omega\tau_{1E}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{jB(\theta_{D1},\varphi_{D1})} \cdot e^{j\omega\tau_{D1}} & \cdots & e^{jB(\theta_{DE},\varphi_{DE})} \cdot e^{j\omega\tau_{DE}} \end{bmatrix}$$
(8)
信号经过波束合成后的表达式为
$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{w}^{\mathsf{H}} \circ \mathbf{v}(\theta_{0},\varphi_{0}) s(t) = \begin{bmatrix} A(\theta_{11},\phi_{11}) & \cdots & A(\theta_{1E},\phi_{1E}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A(\theta_{D1},\phi_{D1}) & \cdots & A(\theta_{DE},\phi_{DE}) \end{bmatrix}$$
(9)
式中:符号" °"表示两个同阶矩阵的 Hadamard 积。

式中:符号"。"表示两个同阶矩阵的 Hadamard 积。 此时,由于低 SNR 单元的信号也参与了波束合成, 阵列输出 SNR 无法确保最优。

2 共形阵阵元选择方法

2.1 阵列输出信噪比计算

运用相控阵模型进行接收信号处理的最终目的 就是提高接收信号的信噪比,对于常用的平面相控 阵模型,设阵元个数为L个,波束合成后接收信号的 信噪比会提高L倍。对于共形相控阵来说,由于单 元增益不同,情况会有所不同。

计算噪声功率时,本文仅考虑了相控阵天线及 其后端接收机的热噪声。设入射信号 *s*(*t*)的功率 为 *P*₀,每个阵元产生的噪声功率为 *P*_n,则 *P*_n的表达 式为

$$P_n = k_{\rm B} T B \tag{10}$$

式中:k_B为玻尔兹曼常数;T是绝对温度;B为后级 接收机带宽。不同的阵元,其接收的噪声功率是完 全相同的。所以阵元个数为L的共形阵,接收信号 的信噪比可以表示为

$$R_{\rm SN} = \frac{\left(\sum_{l=1}^{L} A_l\right)^2 P_0}{L P_n} = \frac{\left(\sum_{l=1}^{L} A_l\right)^2 P_0}{L k_{\rm B} T B}$$
(11)

式中:A_l是第 l 个阵元的单元幅度增益,由阵元的单元方向图和入射信号相对该阵元的入射角度共同决定。

2.2 阵元启用阈值条件理论推导

为了使得共形阵列输出 SNR 最大,需要从所有 阵元中选择 SNR 较大的部分阵元进行波束合成,即 确定一个单元 SNR 阈值。当单元 SNR 大于阈值, 就选择该阵元进行波束合成,否则放弃该阵元。寻 找阈值条件的初始步骤是要将所有阵元按单元幅度 增益的大小由大到小进行排序,选择单元幅度增益 最大的阵元作为第一个启用阵元。

已启用 N-1 个阵元的信噪比 R_{SN_{N-1}} 可以写为

$$R_{\rm SN_{N-1}} = \frac{\left(\sum_{l=1}^{N-1} A_l\right)^2 P_0}{(N-1)P} = \frac{\left(\sum_{l=1}^{N-1} A_l\right)^2}{N-1} \cdot \frac{P_0}{k_{\rm D}TB} \quad (12)$$

如果启用第 N 个阵元,则信噪比 R_{SN},为

$$R_{SN_{N-1}} = \frac{\left(\sum_{l=1}^{N-1} A_l + A\right)^2 P_0}{NP_n} = \frac{\left(\sum_{l=1}^{N-1} A_l + A\right)^2}{N} \cdot \frac{P_0}{k_{\rm B} TB} (13)$$

式中:A为待考察的第 N个阵元的单元幅度增益。 比较两者的大小,将两者做差得到

$$R_{SN_{N-1}} - R_{SN_{N}} = \left[\frac{\left(\sum_{l=1}^{N-1} A_{l}\right)^{2}}{N-1} - \frac{\left(\sum_{l=1}^{N-1} A_{l}+A\right)^{2}}{N}\right] \frac{P_{0}}{k_{B}TB} = \left\{\frac{\left(N-1\right)\left[\left(N-1\right)\left(\alpha^{2}-2A\alpha\right)-A^{2}\right]}{N(N-1)}\right\} \frac{P_{0}}{k_{B}TB}$$
(14)

· 438 ·

式中:α为已启用的 N-1 个阵元的幅度增益的均值,表达式为

$$\alpha = \frac{1}{N-1} \sum_{l=1}^{N-1} A_l$$
 (15)

对于式(14),令 $f(A) = (N-1)(\alpha^2 - 2A\alpha) - A^2$, 问题转变成考察函数f(A)的符号:若f(A) > 0,表明 启用第N个阵元会导致接收信号信噪比下降,则不 能启用该阵元进行信号处理;若f(A) < 0,则可以启 用该阵元。

假设天线单元幅度增益的范围为 $[0, A_{max}]$,所 以函数f(A)的定义域为 $[0, A_{max}]$ 。又函数f(A)在 定义域内是连续的,对函数f(A)求导,得

 $f'(A) = -2A - 2\alpha(N - 1)$ (16)

由于f'(A)在定义域内恒小于0,所以函数f(A) 在定义域内连续单调递减。令f(A)=0并求解得

 $A_0 = -(N-1)\alpha + \sqrt{(N-1)^2 \alpha^2 + (N-1)\alpha^2} \quad (17)$

该点就是待考察的第 N 个阵元阈值条件。当 第 N 个阵元的单元幅度增益 A<A₀ 时,表示此时不 能启用该阵元,反之则启用。由于阵元按幅度增益 进行了排序,以上过程将是一个不断迭代循环的过 程,直至找到第 1 个不能启用阵元为止,此时的阈值 条件 A₀ 就是最终找到的阈值条件 A_{last}。排序后面 的阵元由于 SNR 更小,自然也不应该启用。

2.3 阵元启用算法步骤

通过2.2节可以知道,算法具体实现步骤如下:

步骤1 由欧拉转换公式把信号在全局坐标系下的入射角度转换为阵元坐标系下的入射角度,进而得到每个阵元的单元幅度增益*A*_{*i*};将所有阵元按单元幅度增益的大小由大到小进行排序,选取增益最大的一个阵元作为信号接收的第1个阵元,*N*=2。

步骤 2 计算已启用 N-1 个阵元的单元幅度增 益均值 $\alpha = \frac{1}{N-1} \sum_{l=1}^{N-1} A_{l,0}$

步骤3 根据式(17)计算阈值A₀。将待考察的 第 N 个阵元的单元幅度增益 A 与阈值 A₀ 进行对 比,若 A>A₀,表示此时需要启用该阵元进行波束合 成,N=N+1,跳转到步骤 2,考察下一个阵元;若 A< A₀时,表示此时不能启用该阵元和其他剩下阵元进 行波束合成。

步骤4 输出此时的阈值条件 A_0 ,此时 $A_{last} = A_0$,算法结束。

3 仿真分析

3.1 仿真条件

如前文所述,式(17) 阵元的阈值条件 A_{last} 是用 于判断阵元是否开启用于波束合成的关键参数。下 面通过仿真验证阈值条件 A_{last} 计算方法的正确性。 采用圆柱阵列,仿真条件如表1 所示。

表 1 圆柱共形相控阵仿真参数

Tab. I Simulation parameters of cy	lindrical conformal phased array
阵列参数	取值
阵元数 D×E	8×18
圆柱坐径 B/mm	40

	10	
阵元间距	0. 5λ	
信号来向/(°)	(30,90)	
信号频率 f/GHz	20.4	

此时,阵列布局的三维图如图2所示。



Fig. 2 Layout diagram of 8×18 array

微带圆贴片俯仰面单元方向图如图 3 所示,该 方向图是在阵元局部坐标系下定义的。



Fig. 3 Unit amplitude direction diagram

3.2 阵元选择方法仿真

根据入射信号在全局坐标系下的入射角度 (30°,90°),按照欧拉旋转,可以计算每个阵元局部 坐标系下信号相对阵元入射角度,代入图 3 单元方 向图表示,可以获得每个阵元在该角度下的单元增 益,如图 4 所示。根据图 4,可以选择编号为(8,12) 的阵元作为初始条件,按照 2.3 节介绍的阵元启用 阈值条件算法步骤找到最终的阈值条件 A_{last},通过 阵元的单元幅度增益和阈值条件 A_{last},通过 阵元的单元幅度增益和阈值条件 A_{last},通过 防定式进行波束合成,作出最终的启用阵元位置示 意图(图 5),此时开启阵元数量为 80 个,计算得到 的接收信号信噪比为 79.34 · (*P*₀/*k*_B*TB*)。从图 5 可以看出,由于信号入射角度为(30°,90°),开启阵 元的确是入射俯仰角较小的阵元,即单元增益较大 的阵元。



图 4 所有阵元的单元幅度增益

Fig. 4 Unit amplitude gain of all array elements



elements (solid circle enabled)

3.3 输出 SNR 验证

为了验证通过阈值条件判断启用阵元是否使得 波束合成输出 SNR 最大,可以对所有阵元按照单元 幅度增益由大到小的顺序逐步增加阵元进行波束合 成,计算其输出信噪比得到图6。



图 6 启用阵元个数与接收信号 SNR 关系 Fig. 6 Relationship between the number of enabled arrays and the SNR of the received signal

从图 6 可以看到,随着阵元个数的增加接收信号 SNR 并不随着阵元个数的增加而一直增大,而是先增大后减小。当参与波束合成的阵元个数为 80 个,接收信号的 SNR 为 79.34 · (*P*₀/*k*_B*TB*),达到最大值。该结果与 3.2 节仿真结果一致。所以,通过图 5 和图 6 的对比证明,本文提出的阵元启用阈值条件计算和阵元选择方法是正确的,可以确保共形阵列波束合成输出 SNR 最大。

3.4 曲率半径对输出 SNR 的影响

共形阵列的曲率半径影响着天线在阵列上的位置分布,曲率半径越大,天线的分布就越类似于平面阵列,通过本文提出的方法找到不同曲率半径下最大 SNR 输出所需的阵元个数,作出不同曲率半径下SNR 与参与波束合成的阵元个数关系图(图7),其他仿真条件不变。



Fig. 7 Relationship between SNR and the number of elements participating in beamforming under different curvature radii

由图7可以看出,曲率半径增大,输出信号 SNR

最大所需要的阵元个数逐渐增多。这是因为此时天 线的分布逐渐类似于平面阵,各天线的单元幅度增 益的差别越来越小,更多的阵元参与波束合成就会 带来更大的 SNR 提升。因此,在曲率半径较小时, 本文算法的实用性更强。

3.5 信号波长对输出 SNR 的影响

共形阵列的阵列规模与曲率半径一定时,信号 波长影响着天线在阵列上的位置分布,信号波长越 小,阵元间距越小,天线的分布就越类似于平面阵 列。通过本文提出的方法找到不同波长下最大 SNR 输出所需的阵元个数,作出不同波长下 SNR 与 参与波束合成的阵元个数关系图(图 8),此时曲率 半径为 120 mm,其他仿真条件不变。



Fig. 8 Relationship between SNR and the number of array elements participating in beamforming at different wavelengths

从图 8 可以看出,当波长较大时,输出信号 SNR 最大所需要的阵元个数逐渐减少。这是因为此时天 线的分布更趋近于曲面阵,各个天线相对于同一入 射信号的入射角度差异越大导致各天线的单元幅度 增益的差别越来越大,通过本文算法选择合适的的 阵元参与波束合成才能实现最大 SNR 输出。因此, 在波长较大时,本文算法的实用性也更强。

4 结 论

由于共形阵阵面是弯曲的,入射信号相对每个 阵元的入射角度不一致,各个阵元具有不同的接收 信噪比。本文通过设计一种启用阵元阈值条件算 法,根据阈值条件对不同角度的入射信号合理选择 共形阵部分阵元进行波束合成,从而确保输出信号 SNR 最大。Matlab 仿真实验验证了算法的正确性, 对于共形阵信号接收处理具有参考价值。

参考文献:

- [1] JOSEFSSON L, PERSSON P. Conformal array antenna theory and design [M]. New York: Wiley-IEEE Press, 2006.
- [2] SHARIFI M, REZAEI P. Near optimal conformal antenna array structure for DOA estimation [J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2019, 29(12):531-542.
- [3] HUSSAIN S, QU S W, ZHANG P, et al. A low-profile, wide-scan, cylindrically conformal X-band phased array
 [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021,20(8):1503-1507.
- [4] PENG J J, QU S W, XIA M, et al. Conformal phased array antenna for unmanned aerial vehicle with ± 70° scanning range[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(8):4580-4587.
- [5] XIA Y, MUNEER B, ZHU Q. Design of a full solid angle scanning cylindrical-and-conical phased array antennas
 [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017,65(9):4645-4655.
- PAL A, MEHTA A, GOONESINGHE H, et al. Conformal beam-steering antenna controlled by a Raspberry Pi for sustained high-throughput applications [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66 (2):918-926.
- [7] BURGER H A. Use of Euler-rotation angles for generating antenna patterns [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1995, 37(2):56-63.
- [8] DOHMEN C, ODENDAAL J W, JOUBER T J. Synthesis of conformal arrays with optimized polarization [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55 (10):2922-2925.
- [9] LI W T, SHI X W, HEI Y Q, et al. A hybrid optimization algorithm and its application for conformal array pattern synthesis [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, 58(10):3401-3406.
- [10] XIAO S, YANG S, ZHANG H, et al. Practical implementation of wideband and wide-scanning cylindrically conformal phased array [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67 (8):5729-5733.

作者简介:

张华健 男,1983年生于湖北黄冈,2008年获硕士学位,现为高级工程师,主要从事卫星通信技术研究。

李聪颖 女,1989 年生于河北霸县,2015 年获硕士学位,现为博士研究生,主要从事卫星通信技术研究。

黄治磊 男,1997 年生于重庆,2016 年获学士学位,现 为硕士研究生,主要研究方向为阵列信号处理。

周文斐 男,1983年生于江西上饶,2010年获硕士学位,现为高级工程师,主要从事卫星通信系统设计和应用研究。

曾 浩 男,1977 年生于四川泸州,2006 年获博士学 位,现为教授,主要研究方向为阵列信号处理、无线通信 技术。