

# 面向6G的超大规模阵列下 近场波束方向图



## Near-Field Beam Pattern for 6G Extremely Large-Scale Arrays

朱富强/ZHU Fuqiang, 阳析/YANG Xi

(华东师范大学, 中国 上海 200241)

(East China Normal University, Shanghai 200241, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403006

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240619.1111.010.html>

网络出版日期: 2024-06-20

收稿日期: 2024-04-20

**摘要:** 由于超大规模阵列 (XL-array) 中天线数目急剧增加, 用户与基站 (BS) 之间的通信将处于阵列的瑞利距离内, 导致传统的基于平面波前的远场波束方向图不再适用。为解决此问题, 基于近场球面波前, 利用泰勒展开得到近似近场场强表达式, 绘制出近场波束方向图。在此基础上, 根据得到的近场波束方向图, 揭示出波束角度偏转现象, 并引入回归距离来刻画角度偏转程度。回归距离拟合函数体现了回归距离与目标波束角度、阵列尺寸、以及载波波长之间的关系。仿真结果表明, 所提回归距离拟合函数较好地表征了近场波束方向图特性。

**关键词:** 超大规模阵列; 近场通信; 球面波前; 波束方向图

**Abstract:** Due to the sharp increase in the number of antennas in extremely large-scale arrays (XL-array), the communication between users and base station (BS) will be within the Rayleigh distance of the XL-array, resulting in the traditional far-field beam pattern based on the plane wavefront no longer applicable. In order to solve this problem, an approximate near-field field strength expression is firstly obtained by considering the near-field spherical wavefront and using Taylor expansion. According to the obtained near-field beam pattern, a novel phenomenon i.e., the beam angle deflection, is revealed, and a new metric, i.e., the regression distance, is introduced to characterize the degree of the beam angular deflection. Next, the regression distance fitting function is proposed, which describes the relationship between the regression distance and the target beam angle, the array aperture, and the carrier frequency. The simulation results demonstrate that the proposed regression distance fitting function can well characterize the near-field beam pattern characteristics.

**Keywords:** XL-array; near-field communication; spherical wavefront; beam pattern

**引用格式:** 朱富强, 阳析. 面向6G的超大规模阵列下近场波束方向图 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 26-34. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403006

**Citation:** ZHU F Q, YANG X. Near-field beam pattern for 6G extremely large-scale arrays [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 26-34. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403006

在移动通信发展过程中, 为了满足日益上升的性能要求, 从4G移动通信引入多天线技术, 再到5G移动通信运用大规模多输入多输出 (mMIMO) 技术, 基站端阵列集成数目越来越多的天线以应用波束成形技术, 有效提高了系统频谱效率<sup>[1]</sup>。波束成形技术可以使天线元件的无线电波相干地叠加在一起, 得以在相同的距离上获得更强的波束增益<sup>[2]</sup>。显而易见, 增加基站端阵列的天线数目, 提高波束成形增益, 是提升系统性能的有效手段<sup>[3]</sup>。下一代移动通信将在mMIMO基础上继续增加天线数目, 成为超大规模阵列

(XL-array), 以进一步提升系统频谱效率, 实现6G移动通信的性能目标<sup>[4]</sup>。

然而, XL-array的应用也会带来新的问题。波束方向图是刻画阵列波束成形的有效手段之一, 对mMIMO系统中的码本设计及数据传输具有重要的指导作用<sup>[5]</sup>。阵列的辐射场区可以划分成近场区以及远场区, 它们之间以瑞利距离为界限加以区分。传统的mMIMO系统中, 用户与基站之间的距离远大于瑞利距离, 用户处于阵列的远场区<sup>[6]</sup>。在此区域内, 阵列波束方向图是基于平面波前得到的, 属于远场波束方向图。为了达到更高频谱效率的性能要求, 6G系统中的基站端将应用XL-array, 在阵列上集成数百甚至上千量级的天线, 以获得更高的波束成形增益<sup>[7]</sup>。但随着XL-array中天线数目的大量增加, 基站端阵列的有效孔径急剧上升, 导致

**基金项目:** 国家自然科学基金项目 (62301221); 上海市浦江人才计划项目 (22PJ1403100)

阵列的瑞利距离从以往的几米迅速增大到数十米甚至上百米<sup>[8]</sup>。此时，终端用户将处于阵列的瑞利距离内，基站与用户之间的通信将不再是远场通信，而是球面波前下的近场通信，基于平面波前的远场波束方向图将不再适用<sup>[9]</sup>。因而，为了准确描述近场区域内的波束情况，有效地反映XL-array下波束聚焦、二维空间分辨率等波束特性，绘制出近场波束方向图是十分必要的<sup>[10]</sup>。

相比于远场波束成形仅考虑角度这一维度，近场波束聚焦需要同时考虑角度、距离两个维度的信息<sup>[11]</sup>。现有工作中，文献[7]计算波束增益后，根据XL-array下混合场信道特征，提出了一种混合场信道估计方法；文献[8]考虑XL-array下近场波束增益特性，提出了一种两阶段快速波束训练方法；文献[12]基于实际近场波束增益图，揭示了宽带XL-array的近场波束分裂效应。上述工作都从波束增益方面出发，以直接计算各场点波束增益的方式二维遍历场点后得到波束增益图。事实上，传输信号时，基站阵列端通过波束成形向量生成指向性的波束，使得目标位置处获得预期的波束成形增益，考虑实际传输路径损耗后在目标位置所获得的接收信号幅度即为该位置的场强。因此，在信号传输过程中，路径损耗不可忽略，基于场强来绘制近场波束方向图更符合实际。综上所述，如何准确地绘制出近场波束方向图，对下一代通信中近场波束成形的设计和优化具有重要意义。

因此，本文对近场下波束方向图进行研究，主要贡献点如下：

1) 推导出超大规模均匀线阵的近似近场场强表达。基于均匀线阵的远场场强推导，将远场平面波前扩展到近场球面波前，利用泰勒展开得到近似近场场强表达。

2) 揭示近场波束方向图中的角度偏转现象。根据上述近似近场场强表达，绘制出考虑了路径损耗的近场波束方向图，分析所得到的近场波束方向图，讨论了波束的角度偏转现象及其影响。

3) 引入回归距离这一度量，并得到了回归距离的表达。通过分析近场波束方向图中的波束角度偏转现象，引入回归距离这一新度量来刻画角度偏转程度。回归距离拟合函数表明：回归距离不仅与目标波束角度呈余弦关系，还与阵列瑞利距离成正比。近场波束方向图中，回归距离范围内，由于角度偏转现象，波束将会对目标波束角度外一定角度范围内的用户也造成干扰。

### 1 系统模型

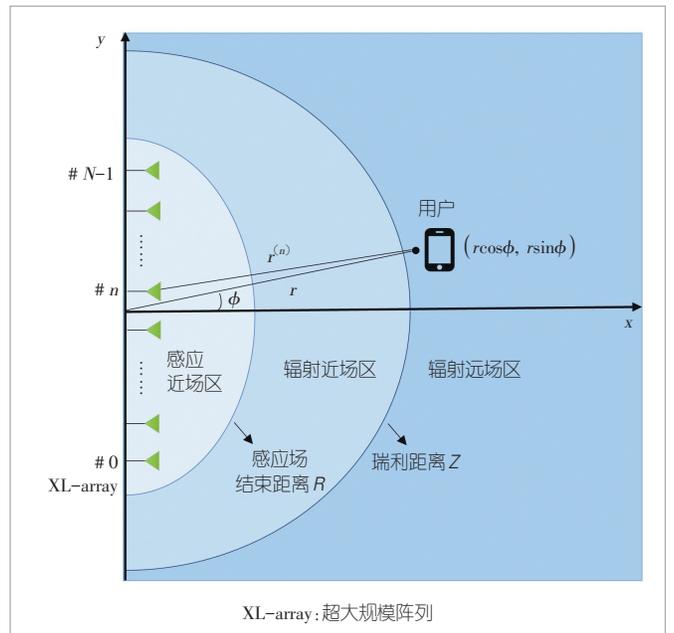
本文主要考虑一个基站端部署  $N$  根天线的超大规模均匀线阵 (ULA)、接收端为一个单天线用户的通信系统，系统

示意图如图1所示。为了便于分析及阐述问题，本文假设阵列中各个天线的辐射特性是相同的，且不考虑天线间的相互耦合。在分析阵列的辐射场特性时，将天线单元看成是理想点源。围绕阵列的场区可以划分为3个部分，分别是感应近场区、辐射近场区以及辐射远场区，它们两两之间分别以感应场结束距离  $R$  和瑞利距离  $Z$  为界<sup>[13]</sup>。本文主要对辐射近场区和远场区进行研究。

图1中，基站端阵列的近场区为感应场结束距离  $R = 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$  到瑞利距离  $Z = 2D^2/\lambda$  之间的区域，其中  $D = (N-1)d$  为阵列孔径， $\lambda$  为载波波长， $d$  为天线间距且  $d = \lambda/2$ 。阵列的远场区是  $Z$  以外的区域。基站端每根天线位置坐标记为  $(0, y_n)$ ，其中  $y_n = \delta_n d$ ， $\delta_n = n - (N-1)/2$ ， $n = 0, 1, \dots, N-1$  依次表示从下到上排列的天线的索引。

假设一个单天线用户处于阵列辐射场区内，以坐标原点为阵列参考点，此时系统参数如表1所示。

目前存在两种计算波束方向图的方法：一种基于经典阵列理论，另一种基于空间场分布和等效原理<sup>[14]</sup>。相对来说，后者基于等效电流方法，计算阵列场强更加准确<sup>[15]</sup>。因此，



▲图1  $N$  天线超大规模均匀线阵系统

▼表1 系统参数

参数	含义
$\phi$	用户、参考点的连线和阵列法向之间的角度
$r$	用户距参考点的距离
$r^{(n)}$	用户距第 $n$ 根天线的距离
$r \cos \phi, r \sin \phi$	用户所在位置对应的坐标

本文采用后者的方法来计算阵列场强。在下一节中，本文将首先说明近场球面波传播问题，然后给出远场场强表达，最后推导出近场近似场强表达，得到近场波束方向图。

## 2 近场场强及近场波束方向图

### 2.1 近场球面波传播

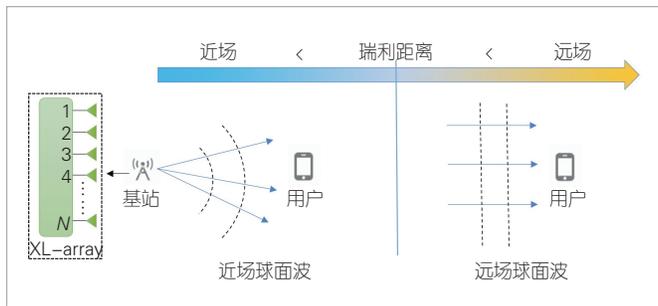
在mMIMO系统中，由于阵列的有效孔径有限，基站端的瑞利距离一般远小于小区覆盖范围。例如，一个天线数目  $N = 32$ 、载波频率  $f = 30 \text{ GHz}$  的均匀线阵的瑞利距离仅  $10 \text{ m}$  左右，而一般蜂窝小区的覆盖范围在  $0.1 \sim 1 \text{ km}$  距离，因而，与小区半径相比，阵列的瑞利距离可忽略不计，此时用户与基站之间的距离远大于瑞利距离，用户将处于基站的远场范围内。

为获得更高的空间分辨率和频谱效率，在下一代通信技术中，基站端将采用XL-array。由于XL-array的使用，基站阵列的瑞利距离将达到数十甚至上百米，用户将处于基站阵列的瑞利距离内。例如一个天线数目  $N = 256$ 、载波频率  $f = 30 \text{ GHz}$  的均匀线阵的瑞利距离达到了  $325 \text{ m}$ 。因而，如图2所示，用户将处于基站的近场范围内，基站与用户之间的上下行通信由传统的远场通信变为近场通信，传统的平面波前将不再适用，需要应用更加匹配近场情况下的球面波前。

### 2.2 远场场强

基站阵列的辐射场区内每个场点接收到的辐射强度就是该点的场强，将各点的场强分别用从原点出发的矢量表示，波束方向图即为连接全部矢量端点所形成的曲面。因此，计算出基站阵列远、近场区内各点的场强，即可得到阵列的远、近场波束方向图。为了推导出近场场强，我们先给出远场场强的计算方法。

当用户处于远场区时，基站与终端间的通信属于远场通信。如图1所示，选取远场区内任一场点  $(r \cos \phi, r \sin \phi)$  作为当前用户的位置，此时用户与基站阵列第  $n$  根天线之间的



▲图2 用户在近场和远场环境下示意图

距离为  $r^{(n)} = \sqrt{r^2 + y_n^2 - 2ry_n \sin \phi}$ 。设基站阵列上  $y$  处的激励电流为  $J(y)$ ，则场点  $(r \cos \phi, r \sin \phi)$  处的场强可写为<sup>[16]</sup>：

$$E_f(\phi, r) = \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r^{(n)}} e^{-jk r^{(n)}} J(y) dy, \tag{1}$$

$$\stackrel{(a)}{\approx} \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r^{(n)}} e^{-jk(r - y_n \sin \phi)} J(y) dy,$$

$$\stackrel{(b)}{\approx} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r} e^{-jkr} \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{jky_n \sin \phi} J(y) dy,$$

其中， $\omega$  表示角频率， $\mu_0$  表示自由空间磁导率， $k = 2\pi/\lambda$  表示波数。(a)处应用一阶泰勒展开近似，即  $r^{(n)} \approx r - y_n \sin \phi$ ；(b)处应用菲涅尔近似<sup>[3]</sup>：由于  $r \gg D$ ， $r^{(n)}$  之间的数值差相对较小，根据菲涅尔近似可得  $r^{(n)} \approx r$ 。

令  $C_r = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r} e^{-jkr}$ ，则式(1)可写为如下所示的近似远场场强形式：

$$\tilde{E}_f(\phi, r) = C_r \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{jky_n \sin \phi} J(y) dy. \tag{2}$$

本文考虑均匀线阵架构，设第  $n$  根天线上的激励电流为  $s_n \delta\left(y - \left(\frac{N-1}{2}d + nd\right)\right)$ ，其中  $\mathbf{s} \triangleq [s_0, \dots, s_{N-1}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  是从预先选定的码本中选取的任一码字， $s_n$  是第  $n$  根天线的天线系数，则有：

$$J(y) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n \delta\left(y - \left(\frac{N-1}{2}d + nd\right)\right). \tag{3}$$

将式(3)代入式(2)可得：

$$\tilde{E}_f(\phi, r) = C_r \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{jky_n \sin \phi} \left[ \sum_{n=0}^{N-1} s_n \delta\left(y - \left(\frac{N-1}{2}d + nd\right)\right) \right] dy. \tag{4}$$

公式(4)化简后，得：

$$\tilde{E}_f(\phi, r) = C_r \sum_{n=0}^{N-1} e^{jk\left(\frac{N-1}{2}d + n\right)d \sin \phi} s_n. \tag{5}$$

令  $Q_\phi = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jk\left(\frac{N-1}{2}d + n\right)d \sin \phi} s_n$ ，式(5)可改写为：

$$\tilde{E}_f(\phi, r) = C_r Q_\phi. \tag{6}$$

从式(6)可以看出，远场场强由  $C_r$  与  $Q_\phi$  的乘积构成。其中， $C_r$  仅与距离有关，决定着远场场强在距参考点不同距离上的场强幅度；而  $Q_\phi$  仅与角度有关，决定着远场场强在

不同角度上的场强幅度，也即波束方向图的波束形状。远场场强中距离参数与角度参数是非耦合的关系，因此，远场波束方向图只需考虑角度维度即可。

### 2.3 近场场强

当远场波束成形转化为近场波束聚焦时，近场波束方向图将与角度、距离两个维度有关。为了准确绘制出近场二维波束方向图，需要考虑近场区域内的信号球面波前传播以计算出近场场强。与远场类似，我们选取近场区内任一场点  $(r \cos \phi, r \sin \phi)$  作为当前用户的位置。此时该用户与阵列第  $n$  根天线之间的距离为  $r^{(n)} = \sqrt{r^2 + y_n^2 - 2ry_n \sin \phi}$ 。定理 1 给出了场点  $(r \cos \phi, r \sin \phi)$  处的近似近场场强。

定理 1 距离  $r$ 、角度  $\phi$  处用户的近似近场场强为：

$$\tilde{E}_n(\phi, r) = C_r \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jk \left( -\left(\frac{N-1}{2} + n\right) d \sin \phi + \frac{\left(\frac{N-1}{2} + n\right)^2 d^2 \cos^2 \phi}{2r} \right)} s_n \quad (7)$$

证明 设基站阵列上  $y$  处的激励电流为  $J(y)$ ，距离  $r$ 、角度  $\phi$  处用户的近场场强可表示如下：

$$\begin{aligned} E_n(\phi, r) &= \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r^{(n)}} e^{-jk r^{(n)}} J(y) dy, \\ &\stackrel{(a)}{\approx} \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r^{(n)}} e^{-jk \left( r - y_n \sin \phi + \frac{y_n^2 \cos^2 \phi}{2r} \right)} J(y) dy, \\ &\stackrel{(b)}{\approx} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r} e^{-jkr} \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{-jk \left( -y_n \sin \phi + \frac{y_n^2 \cos^2 \phi}{2r} \right)} J(y) dy, \end{aligned} \quad (8)$$

其中，(a) 处应用二阶泰勒展开近似：考虑球面波前下需要考虑距离、角度两个维度， $r^{(n)}$  采用二阶泰勒展开近似写为  $r^{(n)} \approx r - y_n \sin \phi + (y_n^2 \cos^2 \phi)/(2r)$ ；(b) 处根据菲涅尔近似应用  $r$  近似替换  $r^{(n)}$ 。因此，式 (8) 可进一步写为：

$$\tilde{E}_n(\phi, r) = C_r \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{-jk \left( -y_n \sin \phi + \frac{y_n^2 \cos^2 \phi}{2r} \right)} J(y) dy, \quad (9)$$

其中， $\tilde{E}_n(\phi, r)$  为近似近场场强。将式 (3) 代入式 (9) 可得：

$$\begin{aligned} \tilde{E}_n(\phi, r) &= \\ C_r \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{-jk \left( -y_n \sin \phi + \frac{y_n^2 \cos^2 \phi}{2r} \right)} \left[ \sum_{n=0}^{N-1} s_n \delta \left( y - \left( \frac{N-1}{2} d + nd \right) \right) \right] dy. \end{aligned} \quad (10)$$

将式 (10) 进一步计算可得到式 (7)，证毕。

$$\text{令 } \bar{Q}_\phi = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jk \left( -\left(\frac{N-1}{2} + n\right) d \sin \phi + \frac{\left(\frac{N-1}{2} + n\right)^2 d^2 \cos^2 \phi}{2r} \right)} s_n, \text{ 式 (7) 可}$$

写为：

$$\tilde{E}_n(\phi, r) = C_r \bar{Q}_\phi \quad (11)$$

从式 (11) 可以看出，与式 (6) 中远场场强类似，近似近场场强  $\tilde{E}_n$  由  $C_r$  与  $\bar{Q}_\phi$  的乘积构成。其中， $C_r$  部分与远场场强相同，仅与距离有关，影响着近场场强在距参考点不同距离上的场强幅度；而  $\bar{Q}_\phi$  不仅与角度有关也与距离有关，即近场场强中角度与距离是互相耦合的。因此，近场波束方向图必须要同时考虑角度、距离两个维度。

### 2.4 近场波束方向图

本小节将基于式 (5) 和式 (7)，根据不同码本分别绘制出远场波束方向图和近场波束方向图。观察远场场强和推导出的近场场强可知，两者都需要从一个预先选定的码本  $\mathbf{S} = [s_0, \dots, s_n, \dots, s_{N-1}] \in \mathbb{C}^{N \times N}$  中选取一个码字  $s_n \triangleq [s_0, \dots, s_{N-1}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  作为阵列天线系数。为体现不同码本下波束方向图的差异，同时选取只考虑角度维度的远场码本  $\mathbf{S}_{\text{far}}$  和考虑角度、距离两个维度的近场码本  $\mathbf{S}_{\text{near}}$  中的码字来绘制远场和近场波束方向图。其中，码本的设计如下：

1) 远场码本  $\mathbf{S}_{\text{far}}$ 。采用离散傅里叶变换(DFT)码本，即阵列第  $n$  根天线系数设计为：

$$s_{n-\text{far}} = e^{j\pi n \sin \theta}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (12)$$

其中， $\theta$  为所选码字对应的角度，也即此时阵列的目标波束角度。

2) 近场码本  $\mathbf{S}_{\text{near}}$ 。采用波束聚焦码本<sup>[3]</sup>，即第  $n$  根天线系数设计为：

$$s_{n-\text{near}} = e^{j2\pi(\mu^{(n)} - r')/\lambda} = e^{j2\pi \left( \sqrt{r^2 + y_n^2 - 2ry_n \sin \theta} - r' \right) / \lambda}, \quad (13)$$

其中， $(\theta, r')$  为选取码字对应的角度、距离所在的场点坐标，也即目标波束聚焦位置。 $\theta$  为该场点与参考点的连线 and 阵列法向间角度， $r'$  为该场点与参考点之间的距离。 $r^{(n)'} = \sqrt{r^2 + y_n^2 - 2r'y_n \sin \theta}$  是该场点与第  $n$  根天线间的距离。应用二阶泰勒展开， $r^{(n)'}$  可写为  $r^{(n)'} = r' - y_n \sin \theta + \frac{y_n^2 \cos^2 \theta}{2r'}$ ，将其代入式 (13) 中可得：

$$s_{n-\text{near}} \approx e^{j2\pi \left( r' - y_n \sin \theta + \frac{y_n^2 \cos^2 \theta}{2r'} - r' \right) / \lambda} = e^{j2\pi \left( -y_n \sin \theta + \frac{y_n^2 \cos^2 \theta}{2r'} \right) / \lambda}. \quad (14)$$

为绘制远场和近场下的波束方向图，分别将式 (12) 和

式 (14) 代入式 (5) 和式 (7) 中进行计算。仿真参数设置如下：天线数为  $N = 256$ ，基站载波频率为  $f = 28 \text{ GHz}$ ，波长为  $\lambda = 0.0107 \text{ m}$ ，天线间距为  $d = \lambda/2 = 0.0054 \text{ m}$ ，阵列尺寸为  $D = 1.3661 \text{ m}$ ，瑞利距离为  $Z = 2D^2/\lambda = 348.3482 \text{ m}$ ，感应场结束距离为  $R = 0.62\sqrt{D^3/\lambda} = 9.5636 \text{ m}$ 。角度维度选取范围为  $[-\pi/2, \pi/2]$ ，距离维度选取范围为感应场结束距离到瑞利距离  $[R, Z]$ ，将两个维度都均匀划分为  $N$  份，形成  $N \times N$  的二维网格。

对于式 (12) 的远场码字，选取  $0^\circ$  作为目标波束角度。对于式 (14) 的近场码字，同样选取  $0^\circ$  作为目标波束位置的角度，选取  $35 \text{ m}$  作为目标波束位置的距离。分别将选取的远场码字和近场码字对应的天线系数代入远场和近场场强表达式中，其中，近场码字下的远场波束方向图不列入考虑，得到如图 3 所示的三种情形波束方向图。图 3 (a) 远场码字下的远场波束方向图中，各距离上，波束都能集中在目标波束角度上，波束增益随着距离增大而逐渐减小；图 3 (b) 远场码字下的近场波束方向图和图 3 (c) 近场码字下的近场波束方向图中，在靠近基站的一段距离范围内，波束的角度偏离目标波束角度，随着距离增加，波束的角度逐渐回归到目标波束角度上，而在目标波束角度上，由于波束存在角度偏离，波束增益随着距离增大呈现出先增大后减小的趋势。

### 3 角度偏转与回归距离

本节将对图 3 中的波束角度偏转现象进行分析。首先对角度偏转现象及其影响进行分析，而后定义回归距离这一度量来刻画角度偏转的程度，并通过数值仿真得到不同情形下的回归距离，给出回归距离拟合函数，最后验证该函数的合理性。

#### 3.1 角度偏转现象

从图 3 (b) 和图 3 (c) 中可以发现，无论待测码字是采用远场码字还是近场码字，近场波束方向图中在靠近基站的区域都存在波束实际角度与目标角度偏转的情况。以图 3 (b) 中远场码字下的近场波束方向图为例，在距离和角度二维网格上，可以看出在离基站较近的区域内能量并不会聚焦在目标波束角度上，而是会发生偏转，聚焦到其他角度。本文将这种现象称为角度偏转。此外，在该区域内，还存在有能量扩散现象。表 2 对图 3 中不同码字下远、近场方向图存在的相关现象进行了总结。

由表 2 可知，与远场波束方向图不同，近场波束方向图中存在有角度偏转现象。另外，近场波束方向图中还会出现能量扩散现象。

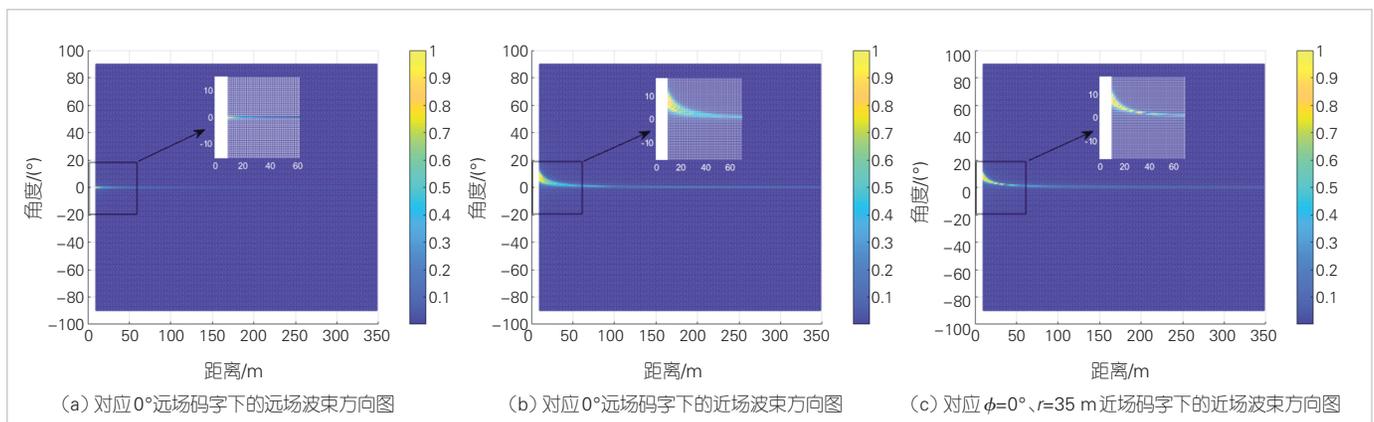
总的来说，远场波束方向图中不存在角度偏转现象，因而应用波束成形在目标波束角度获取波束成形增益时不会对其他角度用户造成干扰。而在近场波束方向图中，由于角度偏转现象的存在，当应用波束成形在基站近场区域获得波束聚焦增益时，波束在靠近基站区域会偏向其他角度，进而对邻近用户造成干扰，严重影响系统在近场区域内的传输性能。

#### 3.2 回归距离的定义

图 3 (c) 中，随着距离逐渐增大，在不同距离上取到波束增益最大的角度，即能量聚焦的角度，会逐渐向目标波束角度靠近。这意味着随着距离的增大，角度偏转程度逐渐

▼表 2 不同码字下波束方向图分析

码字	远场波束方向图	近场波束方向图
远场	无偏转、无扩散	有偏转、有扩散
近场	/	有偏转、有扩散



▲图 3 不同码字下二维远场与近场波束方向图

减轻,当距离增大到某一距离时,能量聚焦的角度回归到目标波束角度,这一距离即为回归距离。下面给出回归距离的定义。

定义1 回归距离  $r_b$  为使得能量聚焦角度  $\theta_i$  与目标波束角度  $\theta$  的误差低于某一阈值  $\varepsilon$  的最小距离,即:

$$r_b = \min \{r_i \in \mathcal{R}\}$$

$$\text{s.t. } \mathcal{A} = \left\{ (\theta_i, r_i) \mid \theta_i = \arg \max_{\theta} (\tilde{E}_n(\theta, r_i)), i = 1, \dots, I \right\},$$

$$\bar{\mathcal{A}} = \left\{ (\theta_i, r_i) \mid (\theta_i, r_i) \in \mathcal{A}, |\theta - \theta_i| \leq \varepsilon \right\},$$

$$\mathcal{R} = \left\{ r_i \mid (\theta_i, r_i) \in \bar{\mathcal{A}} \right\}, \quad (15)$$

其中,  $I$  为距离维度的采样点个数,集合  $\mathcal{A}$  是波束方向图中不同采样距离上能量聚焦场点的角度与距离对的集合,集合  $\bar{\mathcal{A}}$  是能量聚焦角度与目标角度的误差绝对值低于阈值的能量聚焦场点对应的角度与距离对的集合,集合  $\mathcal{R}$  是所有能量聚焦角度误差低于阈值所对应场点的距离集合。

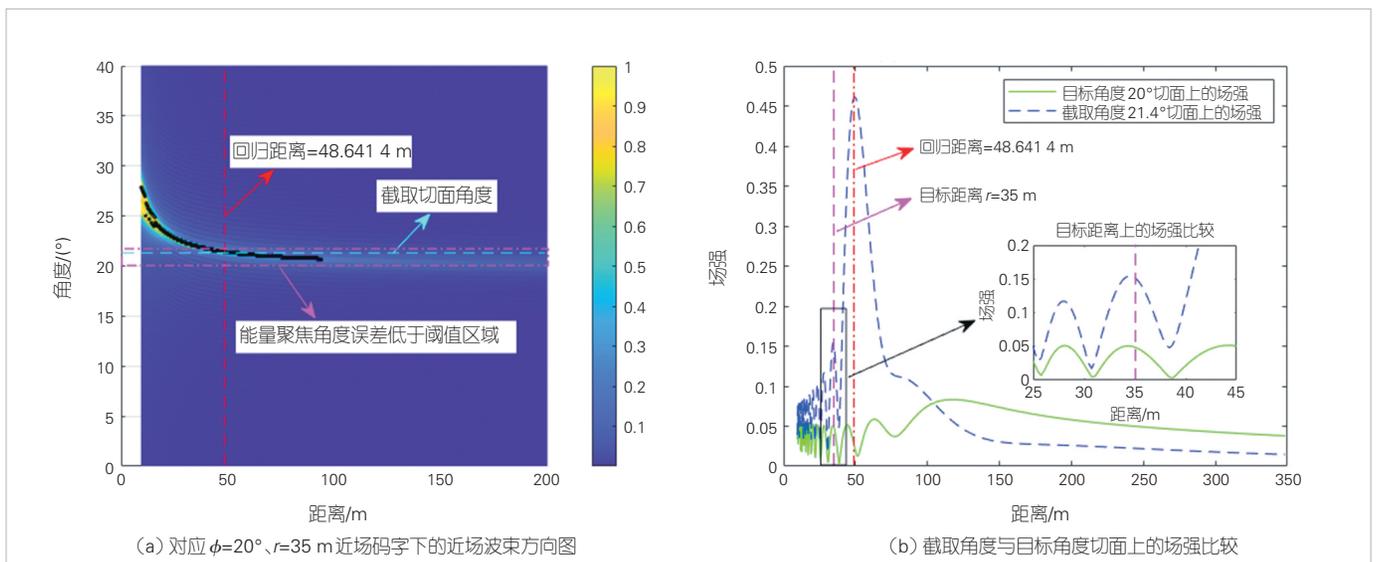
考虑到波束空间分辨率与天线数目有关,天线数目越大,空间分辨率越高,而波束的目标角度范围是  $[-\pi, \pi]$ ,所以本文将角度误差阈值设为  $\varepsilon = 2\pi/N$ 。

为直观说明回归距离概念,以对应目标角度  $20^\circ$ 、目标距离  $35\text{ m}$  处的近场码字为例对回归距离进行图形化阐述。在所示近场波束方向图中除近场码字外,其余仿真参数设置与2.4节中一致,将该近场码字作为天线系数代入式(7)中,其仿真结果如图4所示。此时,角度误差阈值设为  $\varepsilon = 2\pi/256$ 。图4(a)是截取完整近场波束方向图的  $0 \sim 40^\circ$  角度、 $0 \sim 200\text{ m}$  距离范围的部分波束方向图,以便于说明。

可以观察到,在靠近基站的一段距离范围内,波束的角度偏离目标波束角度。随着距离的增加,波束的角度逐渐回归到目标波束角度上。图4(a)中黑色点是截取范围内不同采样距离上能量聚焦场点,完整波束方向图中所有的能量聚焦场点的角度与距离对即构成集合  $\mathcal{A}$ 。紫色方框区域对应的角度范围就是能量聚焦角度与目标角度的误差绝对值低于阈值的角度范围,该角度范围内的能量聚焦场点的角度与距离对的集合就是集合  $\bar{\mathcal{A}}$ 。图中紫色方框区域内的能量聚焦场点的角度与距离对是集合  $\mathcal{A}$  的一部分。

集合  $\mathcal{R}$  是集合  $\bar{\mathcal{A}}$  所有能量聚焦场点的能量聚焦距离集合,回归距离  $r_b$  就是集合  $\mathcal{R}$  中的最小值,如图4(a)中所示,红色虚线表示的  $r_b$  在紫色方框内能量聚焦距离最小的能量聚焦场点上取到。蓝色虚线的角度是取到回归距离  $r_b$  的能量聚焦场点对应的能量聚焦角度。图4(b)是在该角度和目标角度上截取的不同距离的场强切面的比较。由于角度偏转,截取角度上场强表现出先增大再减小的趋势,在回归距离处达到最大场强之后,距离继续增加,角度偏转程度随之减轻,能量会聚焦到更靠近目标角度的角度上,导致截取角度上的场强逐渐减小。目标角度上场强也表现出先增大再减小的趋势。在目标波束距离上,目标角度上的场强值小于截取角度上的场强值。这表明在考虑路径损耗的近场波束方向图中,近场波束码字未能使目标波束位置处获得最大增益。

在图4(a)中,使用对应角度  $20^\circ$ 、距离  $35\text{ m}$  目标波束位置处的近场码字,目的是使该目标波束位置处的用户获得波束成形增益。但在多用户的情形下,由于角度偏转,如果基站附近的角偏转区域内存在其他用户,针对目标波束位



▲图4 对应角度  $20^\circ$ 、距离  $35\text{ m}$  时近场波束方向图的回归距离

置用户的通信将会对这些用户自身通信造成不可忽略的干扰。

### 3.3 数值仿真

本节通过数值仿真获取不同情况下的回归距离。在绘制近场波束方向图时，角度选取范围为 $[-\pi/2, \pi/2]$ ，距离选取范围为感应场结束距离至瑞利距离。载波频率 $f$ 取28 GHz和50 GHz，天线数目 $N=128、256、512$ 。由于天线数目不同，阵列孔径也不同，系统空间分辨率也有差别。为排除此影响造成的误差，我们在仿真中统一将角度、距离两个维度都均匀划分为1024份。3种天线数量情形下的角度误差阈值分别设为 $2\pi/128、2\pi/256、2\pi/512$ ，目标波束角度取 $0^\circ、10^\circ、20^\circ、30^\circ、40^\circ、50^\circ$ 和 $60^\circ$ （由于负半角度部分是正半角度部分的镜像，因而省略）。

#### 3.3.1 载波频率 $f = 28 \text{ GHz}$ 下的仿真结果

当基站载波频率 $f = 28 \text{ GHz}$ 时，波长 $\lambda = 0.0107 \text{ m}$ ，天线间距 $d = \lambda/2 = 0.0054 \text{ m}$ 。 $N = 128、256、512$ 时，根据阵列孔径 $D = (N - 1)d$ 、感应场结束距离 $R = 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ 、瑞利距离 $Z = 2D^2/\lambda$ 分别计算出的结果被列入表3中。图5是选取 $N = 128$ 时3个不同目标波束角度的近场波束方向图，并

给出了对应的回归距离。此时不同目标波束角度的仿真结果如表3所示。

从表3分析发现：1) 天线数目不变时，目标波束角度增加，角度偏转程度减轻，回归距离逐渐减小。这一趋势与文献[12]中提出的有效瑞利距离随着角度的增加而减小的趋势是一致的；2) 相同目标波束角度下，随着天线数目的增多，阵列孔径越大，回归距离增加，角度偏转程度越严重。因此，回归距离的大小也体现着系统的近场传播程度。后续不同载波频率下的仿真结果同样证实了这两点。

#### 3.3.2 载波频率 $f = 50 \text{ GHz}$ 下的仿真结果

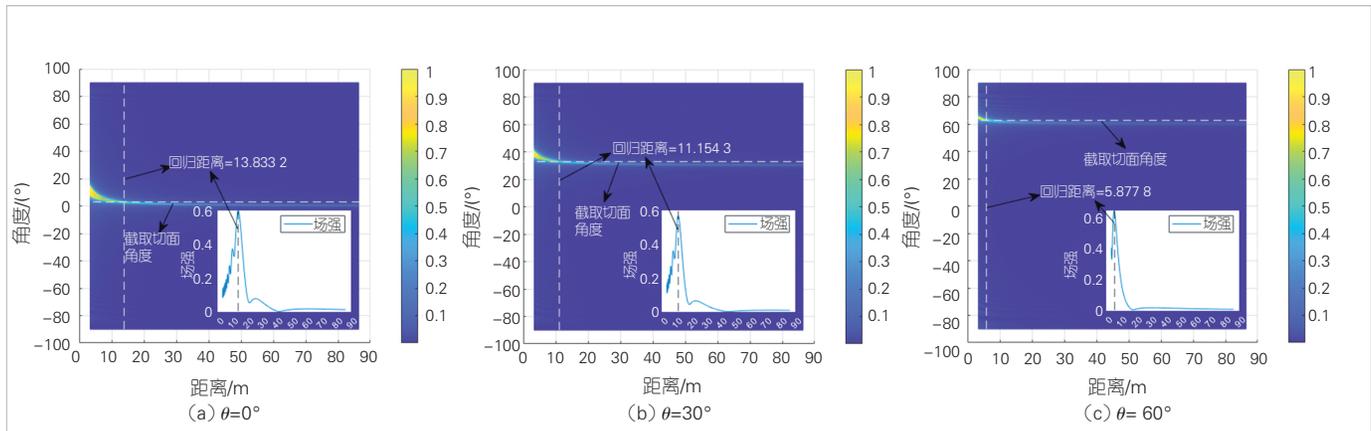
当基站载波频率为 $f = 50 \text{ GHz}$ 时，波长为 $\lambda = 0.006 \text{ m}$ ，天线间距为 $d = \lambda/2 = 0.003 \text{ m}$ 。 $N = 128、256、512$ 时，根据阵列孔径 $D = (N - 1)d$ 、感应场结束距离 $R = 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ 、瑞利距离 $Z = 2D^2/\lambda$ 分别计算出的结果被列入表4中。图6是选取 $N = 128$ 时3个不同目标波束角度的近场波束方向图，并给出了对应的回归距离。此时不同目标波束角度的仿真结果如表4所示。

### 3.4 回归距离拟合函数

为得到回归距离与系统相关参数的具体关系，将目标波

▼表3  $f = 28 \text{ GHz}$ 时仿真结果

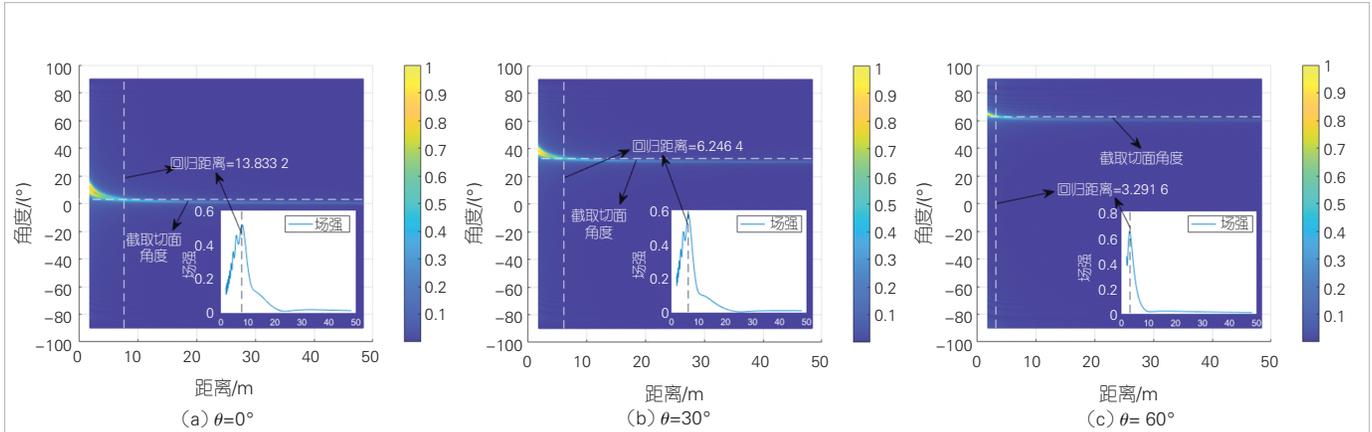
目标波束角度/ $(^\circ)$		0	10	20	30	40	50	60
目标角度索引		513	456	399	342	285	228	171
$N = 128$	$R = 3.3614$ 回归角度索引	497	440	383	326	269	212	155
	$Z = 86.4054$ 回归距离/m	13.8332	13.1026	12.2908	11.1543	9.6932	7.9073	5.8778
$N = 256$	$R = 9.5636$ 回归角度索引	505	448	391	334	277	220	163
	$Z = 348.3482$ 回归距离/m	55.5959	51.2907	48.6414	44.3362	39.0375	32.0830	24.4661
$N = 512$	$R = 27.1295$ 回归角度索引	509	452	395	338	281	224	167
	$Z = 1398.8625$ 回归距离/m	222.8998	194.7410	185.3548	170.6050	149.1507	125.0146	95.5150



▲图5  $f = 28 \text{ GHz}$ 、 $N = 128$ 时不同角度下近场波束方向图

▼表4  $f = 50\text{ GHz}$ 时仿真结果

目标波束角度/(°)		0	10	20	30	40	50	60	
目标角度索引		513	456	399	342	285	228	171	
$N = 128$	$R = 1.8824$	回归角度索引	497	440	383	326	269	212	155
	$Z = 48.3870$	回归距离/m	7.7466	7.3375	6.8829	6.2464	5.4282	4.4281	3.2916
$N = 256$	$R = 5.3556$	回归角度索引	505	448	391	334	277	220	163
	$Z = 195.0750$	回归距离/m	31.1337	28.7228	27.2392	24.8283	21.8610	17.9665	13.7010
$N = 512$	$R = 15.1925$	回归角度索引	509	452	395	338	281	224	167
	$Z = 783.3630$	回归距离/m	124.8239	109.0550	103.7987	95.5388	83.5244	70.0082	53.4884



▲图6  $f = 50\text{ GHz}$ 、 $N = 128$ 时不同角度下近场波束方向图

束角度  $\theta$  作为自变量，回归距离  $r_b$  作为因变量，根据仿真结果，计算出各种情况下回归距离与目标波束角度  $\theta$  和瑞利距离  $Z$  的拟合函数，所得拟合函数具体形式如表5所示。

从表5可以看出，相同载频下，不同天线数之间的回归距离拟合函数的函数结构一致；而不同载频下，相同天线数的回归距离拟合函数具有相同的表达。因此，考虑到数值计算及拟合误差，可将回归距离与系统参数的关系的具体形式归纳为：

$$r_b = \alpha Z \cos(\theta), \tag{16}$$

其中， $\alpha$  为一常数， $Z$  为阵列瑞利距离， $\theta$  为目标波束角度。具体地， $\alpha$  的值随天线数目改变而发生变化，不会随载频变化而变，在  $N = 128, 256, 512, 1024$  时分别为 0.1512、0.1497、0.1442、0.1337，拟合后有  $\alpha = -1.997 \times 10^{-5} N + 0.1543$ 。由  $Z = 2D^2/\lambda = (N - 1)^2 \lambda/2$  可看出，天线数目  $N$ 、载波频率  $f = c/\lambda$  对回归距离的影响通过阵列瑞利距离表现

出来， $c$  代表光速。由式(16)可以看出，回归距离与阵列的瑞利距离成正比，与目标波束角度成余弦函数关系。这意味着随着天线阵列的增大，回归距离越大，由于角度偏转导致的基站近场区域内目标波束角度附近受到该波束干扰的区域也越大。

为验证回归距离拟合函数的有效性，在两种载波频率下，分别选取各天线数目下目标波束角度为  $15^\circ$ ，将实际回归距离数值与拟合函数数值进行比较，结果如表6所示。可以看出，两者之间虽然存在一定误差，但此误差远小于实际回归距离，仅为实际回归距离的2.16%。

#### 4 结束语

本文对应用 XL-array 的 XL-MIMO 系统下近场波束方向图的特性进行研究。基于近场球面波前，利用泰勒展开得到均匀线阵的近似近场场强表达，绘制出考虑距离损耗的波束

▼表5 不同系统参数下所得回归距离拟合函数

$f$		$N$	128	256	512	1024
28 GHz			$r_b = 0.1512Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1497Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1442Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1337Z \cos(\theta)$
50 GHz			$r_b = 0.1512Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1497Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1442Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1337Z \cos(\theta)$

▼表6 实际回归距离数值与拟合函数数值比较结果

载波频率 $f$ /GHz	28			50		
	128	256	512	128	256	512
实际回归距离/m	12.696 7	50.297 2	190.718 4	7.110 2	28.166 4	106.802 3
拟合函数值/m	12.619 3	50.370 8	194.842 7	7.066 8	28.207 7	109.111 9
误差绝对值/m	0.077 4	0.073 6	4.124 3	0.043 4	0.041 3	2.309 6
误差绝对值与实际回归距离比	0.006 1	0.001 5	0.021 6	0.006 1	0.001 5	0.021 6

方向图。在此基础上，揭示了近场波束方向图中的角度偏转现象，并引入回归距离这一新度量来刻画角度偏转程度，得到了回归距离与目标波束角度、阵列尺寸以及载波波长的拟合函数关系式。回归距离拟合函数表明，回归距离不仅与目标波束角度呈余弦关系，还与阵列瑞利距离成正比。仿真结果表明，所提出的回归距离拟合函数较好地表征了近场波束方向图特性。

参考文献

[1] REDDY G N, RAVIKUMAR C V, RAJESH A. Literature review and research direction towards channel estimation and hybrid pre-coding in mmWave massive MIMO communication systems [J]. Journal of reliable intelligent environments, 2023, 9(2): 241–260. DOI: 10.1007/s40860-022-00174-5

[2] XIE Y X, NING B Y, LI L X, et al. Near-field beam training in THz communications: the merits of uniform circular array [J]. IEEE wireless communications letters, 2023, 12(4): 575–579. DOI: 10.1109/LWC.2023.3234001

[3] CUI M Y, DAI L L. Channel estimation for extremely large-scale MIMO: far-field or near-field? [J]. IEEE transactions on communications, 2022, 70(4): 2663–2677. DOI: 10.1109/TCOMM.2022.3146400

[4] IMT-2030(6G)推进组. 超大规模MIMO技术研究报告(第二版) [R]. 北京: IMT-2030(6G)推进组, 2022: 1–127

[5] WATANABE K, HIRATA A, WATANABE I, et al. Measurement of far field radiation pattern of 300GHz-band cassegrain antenna [C]// Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). IEEE, 2021: 1–2

[6] PHAEBUA K, LERTWIRIYAPRAPA T, TORRUNGRUENG D. Cylindrical near-field to far-field radiation pattern measurement system for a large mobile phone base station antenna [C]// Proceedings of 9th International Electrical Engineering Congress (iEECON). IEEE, 2021: 535–538. DOI: 10.1109/iEECON51072.2021.9440275

[7] WEI X H, DAI L L. Channel estimation for extremely large-scale massive MIMO: far-field, near-field, or hybrid-field? [J]. IEEE communications letters, 2022, 26(1): 177–181. DOI: 10.1109/LCOMM.2021.3124927

[8] ZHANG Y P, WU X, YOU C S. Fast near-field beam training for extremely large-scale array [J]. IEEE wireless communications letters, 2022, 11(12): 2625–2629. DOI: 10.1109/LWC.2022.3212344

[9] HAN Y, JIN S, MATTHAIU M, et al. Toward extra large-scale MIMO: new channel properties and low-cost designs [J]. IEEE Internet of things journal, 2023, 10(16): 14569–14594. DOI: 10.1109/JIOT.2023.3273328

[10] GUO J Y, WANG C X, WANG H W, et al. Research on the influence of array weighting coefficient variation on beam pattern [C]//Proceedings of IEEE 6th International Conference on

Computer and Communication Engineering Technology (CCET). IEEE, 2023: 160–166. DOI: 10.1109/CCET59170.2023.10335119

[11] LI L X, CHEN W X, XU Q, et al. THz near-field codebook design and fast beam training with grating lobes [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). IEEE, 2023: 1191–1197. DOI: 10.1109/ICCWorkshops57953.2023.10283716

[12] CUI M Y, DAI L L, SCHÖBER R, et al. Near-field wideband beamforming for extremely large antenna arrays [EB/OL]. [2024-05-10]. <http://arxiv.org/abs/2109.10054>

[13] SELVAN K T, JANASWAMY R. Fraunhofer and fresnel distances: unified derivation for aperture antennas [J]. IEEE antennas and propagation magazine, 2017, 59(4): 12–15. DOI: 10.1109/MAP.2017.2706648

[14] BRANDL S, MUEH M, DIEPOLDER A, et al. Modeling offset-fed TE reflectarrays for far-field pattern prediction at upper mm-wave frequencies [J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2023, 71(9): 7333–7341. DOI: 10.1109/TAP.2023.3295897

[15] ZHOU M, SORENSEN S B, JORGENSEN E, et al. An accurate technique for calculation of radiation from printed reflectarrays [J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2011, 10: 1081–1084. DOI: 10.1109/LAWP.2011.2170652

[16] GONZÁLEZ AYESTARÁN R, LEÓN G, PINO M R, et al. Wireless power transfer through simultaneous near-field focusing and far-field synthesis [J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2019, 67(8): 5623–5633. DOI: 10.1109/TAP.2019.2916677

作者简介



朱富强，华东师范大学在读硕士研究生；主要研究领域为超大规模MIMO无线传输理论与关键技术。



阳析，华东师范大学青年研究员、博士生导师；主要研究领域为大规模/超大规模MIMO物理层传输技术、无线通信原型验证系统设计与实现等；先后主持和参加国家和省部级项目6项；发表论文30余篇。