近场通信与定位:从球面波前 模型到电磁场理论



Near–Field Communication and Positioning: From Spherical Wavefront Model to Electromagnetic Field Theory

陈昂/CHEN Ang,陈力/CHEN Li,卫国/WEI Guo

(中国科学技术大学,中国合肥 230026) (University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China) DOI:10.12142/ZTETJ.202205003 网络出版地址: https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221013.0835.004.html 网络出版日期: 2022-10-13 收稿日期: 2022-08-10

摘要:介绍并推导了电磁衍射域的感应近场区域、辐射近场区域、菲涅尔区域和远场区域的边界条件和辐射特征。针对辐射近场区域的通信, 介绍了球面波前模型,认为通过球面波前模型可以正确地建模近场通信信号。针对辐射近场区域的定位,球面波前模型不再准确,因此采用电 磁场理论去建模近场信道,并提出了一个通用的近场定位模型,进而基于估计理论推导了近场定位的克拉美罗界。

关键词: 电磁衍射域; 近场通信; 近场定位; 球面波前模型; 电磁场理论

Abstract: The boundary conditions and radiation characteristics of the reactive near-field, radiative near-field, Fresnel, and far-field regions of the electromagnetic diffraction domain are introduced and derived. For communication in the radiative near-field region, the spherical wavefront model is introduced, through which the near-field communication signal can be modeled correctly. For the positioning in the radiative near-field region, the spherical wavefront model is no longer accurate. The electromagnetic field theory is used to model the near-field channel and a general near-field positioning model is proposed, and the Cramér-Rao bound of near-field positioning based on the estimation theory is derived.

Keywords: electromagnetic diffraction domain; near-field communication; near-field positioning; spherical wavefront model; electromagnetic field theory

▶ 一代无线通信系统(如6G)有如下关键特征:更高的数据传输速率、更大的信道容量、超高的安全性和可靠性、超低的延迟和良好的可扩展性。为了实现以上特征,一方面,毫米波(30~300 GHz)和太赫兹(0.1~10 THz)作为新的频谱将被进一步开发;另一方面,接收和发射天线的部署将朝着具有大量可精细定制天线的新范例发展,天线单元的数量向百量级甚至千量级发展。例如,大规模多输入多输出(MIMO)和超大规模 MIMO 被提出并广泛讨论。大型智能表面(LIS)、全息 MIMO,以及可重构智能表面(RIS)等技术将有助于未来的无线网络成为集通信和感知为一体的更智能的实体。

更高的载频以及收发天线阵列的大型化会使无线信号的 电磁衍射域从远场转移到近场。那么,在传统的远场通信中 所做的均匀平面波前假设将不再成立。基于该假设建模近场 信道将会对近场通信和定位造成重大性能损失。近年来,基 于近场信道的通信和定位问题已成为研究热点。

1无线通信中的近场区域

首先,我们推导并介绍电磁衍射域的各个分区的边界条 件和辐射特征。当天线在自由空间中辐射无线信号时,场分 布由麦克斯韦方程唯一确定,波前为球面波前,但随着观察 距离的增加,波前逐渐可以近似为平面波前。如图1所示, 无线信号的电磁衍射域有4个分区:感应近场区域、辐射近 场区域、菲涅尔区域和远场区域。需要注意的是,在无须严 格区分辐射近场区域和菲涅尔区域的前提下,菲涅尔区域可 以等价地被视为辐射近场区域。这些区域是从发射器的角度 定义的,但是由于互易性,可以从接收器端等效地查看。

1.1 感应近场区域

感应近场往往在发射天线的周围,是4个区域中距离发

基金项目: 国家重点研发计划(2021YFB2900302)



▲图1 感应近场、辐射近场、菲涅尔区域和远场的示意图

射天线最近的。射频信号加载到发射天线后,天线中的电流 和电荷产生强烈的电感和电容效应,激发辐射场和非辐射场 (感应场)。非辐射场与传播距离的高次项成反比,并会随着 传播距离的增大而迅速衰减。感应近场区域的一个重要特征 是:在该区域中,非辐射场不可忽略。我们给出以下一个具 体的例子。

考虑一个发射点源,在任何垂直于传播的方向上,在传播距离z处的电场正比于公式(1)¹¹:

$$\frac{j\eta e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}z}}{2\lambda z} \left(1 + \frac{j}{2\pi z/\lambda} - \frac{1}{(2\pi z/\lambda)^2}\right),\tag{1}$$

其中,j是虚数单位,η是自由空间阻抗,λ是波长。公式 (1)的括号中的后两项通常会被忽略,因为它们会随着z的 增大而迅速衰减。这两项代表的是非辐射场,它们仅在感应 近场区域时才会对总体的电场产生影响。更具体地,我们给 出公式(2):

$$\left|1 + \frac{j}{2\pi z/\lambda} - \frac{1}{(2\pi z/\lambda)^2}\right|^2 = 1 - \frac{1}{(2\pi z/\lambda)^2} + \frac{1}{(2\pi z/\lambda)^4}$$
(2)

在*z* = λ 时,公式(2)等于0.975。因此,当我们考虑电磁 小天线时(可以近似为单个点源),*z* ≥ λ 处的电场可以忽略 公式(1)中的最后两项。此外,对于由连续的点源组成的 电磁大天线,感应近场大约在*z* = d_f = 0.62 $\sqrt{D^3/\lambda}$ 处结束^[2]。 其中,*D*是天线的最大几何尺寸, d_f 称为菲涅尔距离。

1.2 辐射近场区域和菲涅尔区域

辐射近场处于感应近场区域和远场区域之间。如果接收 天线在发射天线的辐射近场区域,那么接收信号的振幅和相 位均会有不可忽略的变化。辐射近场与感应近场的边界是菲 涅尔距离 d_f ,辐射近场与远场的边界普遍采用弗劳恩霍夫距 离 $d_F = 2D^2/\lambda^{[3]}$ 。考虑到球面波前曲率的变化, d_F 描述接收 天线表面中心点和边界点的最大相位差异为 $\pi/8$ 。当该相位 差最大时,入射球面波前垂直撞击在接收天线表面中心点, 如图2所示。假设接收天线表面中心点位于发射天线的弗劳 恩霍夫距离处即 $d = d_F$,那么 $d' = \sqrt{d_F^2 + (D/2)^2}$,因此最大 相位差为:

$$\frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{d_{\rm F}^2 + \frac{D^2}{4}} - d_{\rm F} \right) \approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{D^2}{8d_{\rm F}} = \frac{\pi}{8},\tag{3}$$



▲图2 入射球面波前垂直撞击接收天线平面中心点

其中,我们使用了泰勒近似,即 $\sqrt{1 + x} \approx 1 + x/2$ 。泰勒近 似的误差在 $d_F \ge 1.19D$ 时小于 3.5×10^{-3} ,这为远场附加了一 个额外的下界。在该界限处,接收天线表面的中心点与边界 点的最大角度差为 $\pi/8$,这导致了一个可以忽略的振幅 差异:

$$\frac{d}{d'} \ge \frac{1.19D}{\sqrt{(1.19D)^2 + D^2/4}} \approx \cos(\pi/8) \approx 0.92_{\circ}$$
(4)

基于上述结果,我们通常定义传播距离位于1.19D和弗 劳恩霍夫距离 d_r 之间的区域为菲涅尔区域。在菲涅尔区域 中,接收天线表面的振幅变化可以忽略,但是相位变化不可 忽略。可以看出,当 $d_r \ge 1.19D$ 即 $D \ge 0.6\lambda$ 时,菲涅尔区域 才会存在。

1.3 远场区域

当信号传播距离大于弗劳恩霍夫距离时,接收天线位于

发射天线的远场区域(也称为弗劳恩霍夫区域)。在远场区 域中,电磁波的球面波前可以近似为平面波前。接收天线表 面的振幅和相位变化均可以忽略不计,其中振幅仅取决于发 射天线到接收天线表面中心的传播距离,而相位变化仅取决 于入射角(由于平面波前假设,入射角近似不变)。

我们在表1中总结了感应近场、辐射近场、菲涅尔区域 和远场的边界条件和辐射特征。这些边界条件并不是绝对且 明显的,它们仅表明每个区域的大概范围。

基于表1,我们给出一些具体的举例。考虑系统的载波 频率为 $f_e = 6 \text{ GHz}$ (即波长 $\lambda = 5 \text{ cm}$),天线阵列的子天线个 数为 $N \times N$,各个子天线的间隔为半波长(即 $l = \lambda/2$),可 以计算出天线阵列的最大几何尺寸 $D = \sqrt{2} (N - 1)\lambda/2$ 。表2 给出了基站配置不同个数的子天线时的各个电磁衍射域的具 体范围。可以看出传统天线配置(2×2 , 4×4)下的近场 区域(辐射近场/菲涅尔区域)为几厘米到几十厘米,所以 传统通信和定位一般不考虑近场。然而随着天线个数的增 加,近场区域也逐渐扩大,达到几十米到几百米。

2 无线近场通信

未来的无线通信趋向于在基站采用大规模的天线阵列, 以满足通信系统中数量日益增长的用户终端的需求。基于表 2,可以看出基站的近场区域会扩大,可以达到几十米甚至 几百米,这使无线通信在近场中的发生成为可能。需要指出 的是,由于感应近场的范围很小,通信与定位中通常只考虑 辐射近场(菲涅尔区域)。下文所提到的"近场"均指代的 是"辐射近场"。

▼表1感应近场、辐射近场、菲涅尔区域和远场的边界条件和辐射特征

2.1 近场通信的球面波前模型

在远场通信中,电磁波的波前近似于平面,这意味着信 道的导向矢量只与到达/离开角有关,而且所有天线单元的 到达角/离开角近似相等。然而,当无线通信发生在近场区 域时,所有天线单元的到达角/离开角不能近似相等,而且 导向矢量还应包含用户终端与各个天线单元之间的距离。在 近场通信中,通常采用球面波前模型对近场信号进行建模。 不同天线单元在接收同一个用户终端发射的信号时会有不同 的到达角和传播距离,这会导致不同的相位和振幅。

我们用一个例子(如图3所示的通信系统)来说明球面 波前模型^[4]。接收天线阵列包含M个天线单元,各个天线单 元位于 $q_m = (x_m^a, y_m^a, z_m^a), m = 1, \dots, M$ 。在接收天线阵列的近场 区域有K个单天线用户终端,各个近场用户终端位于 $p_k = (x_k^s, y_k^s, z_k^s), k = 1, \dots, K$ 。假设每个用户发出窄带信号撞击在接 收天线阵列上,那么传播延迟可以转换为相位。第m个天线 单元的输出为:

$$y_m(t) = \sum_{k=1}^{K} \frac{r_{0,k}}{r_{m,k}} s_k(t) \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda} \left(r_{m,k} - r_{0,k}\right)\right\} + w_m(t),$$
(5)

其中, $s_k(t)$ 是第k个近场用户发出的信号, r_{mk} 是第m个天线 单元与第k个用户之间的距离, $r_{0,k}$ 是参考点(例如天线单元 之一或接收天线阵列的相位中心)与第k个用户之间的距 离, $w_m(t)$ 是加性高斯噪声。在笛卡尔坐标系中, r_{mk} 和 $r_{0,k}$ 可以写为:

$$r_{m,k} = \sqrt{(x_m^a - x_k^s)^2 + (y_m^a - y_k^s)^2 + (z_m^a - z_k^s)^2},$$

$$r_{0,k} = \sqrt{(x_0 - x_k^s)^2 + (y_0 - y_k^s)^2 + (z_0 - z_k^s)^2}_{\circ}$$
(6)

衍射域	边界条件(d为传播距离)	波前形状	辐射特征		
感应近场	$0 < d < 0.62 \sqrt{D^3/\lambda}$	球面波前	范围很小,非辐射场不可忽略		
辐射近场	$0.62\sqrt{D^3/\lambda} \leq d < 2D^2/\lambda$	球面波前	接收表面上,信号的振幅和相位均有变化		
菲涅尔区域(辐射近场)	$1.19D \leq d < 2D^2/\lambda$	球面波前	可波前 接收表面上,信号的振幅变化可以忽略		
远场	$2D^2/\lambda \leq d < \infty$	近似为平面波前	接收表面上,信号振幅和相位变化均可忽略		

λ:波长 d:传播距离 D:接收天线的最大几何尺寸

▼表2基站配置不同个数的子天线时的各个电磁衍射域的范围

子天线个数	感应近场	辐射近场	菲涅尔区域
2×2	$0 < d < 1.84 \mathrm{cm}$	$1.84 \text{ cm} \le d \le 5 \text{ cm}$	$4.21\mathrm{cm} \leq d < 5\mathrm{cm}$
4×4	$0 < d < 9.58 \mathrm{cm}$	$9.58~{\rm cm} \leq d < 45~{\rm cm}$	$12.6\mathrm{cm} \leq d < 45\mathrm{cm}$
16×16	$0 < d < 1.07 \mathrm{m}$	$1.07~\mathrm{m} \leq d < 11.3~\mathrm{m}$	$0.631~\mathrm{m} \leq d < 11.3~\mathrm{m}$
32×32	$0 < d < 3.18 \mathrm{m}$	$3.18 \text{ m} \leq d < 48.1 \text{ m}$	$1.30\mathrm{m} \leq d < 48.1\mathrm{m}$
64×64	$0 < d < 9.22 \mathrm{~m}$	$9.22 \mathrm{~m} \leq d < 198 \mathrm{~m}$	$2.65~\mathrm{m} \leq d < 198~\mathrm{m}$
128×128	$0 < d < 26.4 \mathrm{~m}$	$26.4\mathrm{m} \leq d < 806\mathrm{m}$	$5.34 \mathrm{m} \leq d < 806 \mathrm{m}$

d: 传播距离





另外,用户的位置可以用极坐标描述。我们假设参考点 (x₀,y₀,z₀)位于极坐标原点,并定义一个单位方向矢量:

 $\boldsymbol{u}(\boldsymbol{\phi},\boldsymbol{\psi}) = [\cos\phi\cos\psi,\sin\phi\cos\psi,\sin\psi]^{T}, \tag{7}$

其中, φ和ψ分别表示方向角和仰角。

所以, 从参考点到第k个用户的向量可以写为 $r_{0,k}u(\phi_k,\psi_k)$, 从参考点到第m个天线单元的向量可以写为 $r_m^au(\phi_m^a,\psi_m^a)$ 。进而, 从第m个天线单元到第k个用户的向量 可以写为 $r_{0,k}u(\phi_k,\psi_k) - r_m^au(\phi_m^a,\psi_m^a)$, 计算该向量的2范数可 以得到其长度:

$$r_{m,k} = \sqrt{r_{0,k}^2 + (r_m^a)^2 - 2r_{0,k}r_m^a \boldsymbol{u}(\boldsymbol{\phi}_k, \boldsymbol{\psi}_k)^T \boldsymbol{u}(\boldsymbol{\phi}_m^a, \boldsymbol{\psi}_m^a)}_{\circ}$$
(8)

从公式(8)可以看出,距离差 $r_{m,k}$ – $r_{0,k}$ 由 $r_{0,k}$ 和信号的方向 ϕ_k 、 ψ_k 给出。M个天线单元的输出可以由向量给出:

$$\boldsymbol{y}(t) = \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{a}(\boldsymbol{\phi}_{k}, \boldsymbol{\psi}_{k}, \boldsymbol{r}_{0,k}) \boldsymbol{s}_{k}(t) + \boldsymbol{w}(t), \qquad (9)$$

其中,

$$a(\phi_{k},\psi_{k},r_{0,k}) = \left[\frac{r_{0,k}}{r_{1,k}}\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_{1,k}-r_{0,k})\right\}, \cdots, \frac{r_{0,k}}{r_{M,k}}\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_{M,k}-r_{0,k})\right\}\right]^{T}_{\circ}$$
(10)

公式(9)和(10)给出的阵列信号输出很好地描述了 近场信号的球面波前所对应的不同的到达角和传播距离,而 且阵列流型 $a(\phi_{k},\psi_{k},r_{0k})$ 很好地建模了由于传播距离和到达 角的差别所导致的相位和振幅的不同。这就是在近场中通常 采用的球面波前模型。

从公式(5)可以看出,不同的天线单元接收到的信号 幅度是不同的,这取决于该天线单元到用户终端之间的距 离。当用户位于接收天线阵列的菲涅尔区域时,所有天线单 元输出信号的幅度可以近似相等,只有相位差依然存在。这 时,第*m*个天线单元的输出可以写为:

$$y_{m}(t) = \sum_{k=1}^{K} s_{k}(t) \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda} \left(r_{m,k} - r_{0,k}\right)\right\} + w_{m}(t)_{\circ}$$
(11)

如果用户终端进一步远离接收天线阵列,直至其位于远场区域(如图3中位于 p_0 的用户),那么传播距离远大于接收天线阵列的尺寸,即 $r_m^a \ll r_{0,k}$,则可以得到 $r_{m,k} \approx r_{0,k}$ 。

公式 (5) 中和传播距离相关的振幅坝约等于1, 即

$$\frac{r_{0,k}}{r_{m,k}} \approx 1_{\circ}$$
 进而,公式 (8) 可以简化为:
 $r_{m,k} \approx r_{0,k} - r_{m}^{a} u(\phi_{k}, \psi_{k})^{T} u(\phi_{m}^{a}, \psi_{m}^{a})_{\circ}$ (12)

因此,公式(5)中的相位项将不再与距离 $r_{0,k}$ 相关,而 只依赖于信号的方向 ϕ_k 和 ψ_k 。这时,第m个天线单元的输 出为:

$$y_m(t) = \sum_{k=1}^{K} s_k(t) \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda} r_m^a \boldsymbol{u}(\boldsymbol{\phi}_k, \boldsymbol{\psi}_k)^T \boldsymbol{u}(\boldsymbol{\phi}_m^a, \boldsymbol{\psi}_m^a)\right\} + w_m(t)_{\circ}$$
(13)

公式(13)广泛使用在远场阵列信号处理中,称为远场 信号模型。

2.2 基于球面波前模型的近场通信

在研究近场通信时,关键点在于使用球面波前模型正确 地建模近场信号。下面我们介绍两个无线近场通信的最新研 究进展事例。

(1)收发阵面尺寸的增大会导致空间宽带效应和频率选择效应的出现。空间宽带效应是指较大的阵面尺寸导致不同 天线单元接收同一个符号的最大时间延迟与符号间隔相当或 大于符号间隔,即不同的天线单元接收不同步。频率选择效 应是指对于宽带传输,信号在不同的频率上会获得不同的增益。根据球面波前模型,研究人员提出了使用全息超表面天线的近场超大规模 MIMO 的上行波束成形算法^[5],该算法可以降低空间宽带效应和频率选择效应带来的性能损失。同时,他们对比了同一位置采用球面波前模型和平面波前模型的差异。结果表明,球面波前模型有效提高了通信系统的速率并降低了近场效应带来的性能损失。

(2)大规模 MIMO 通常基于窄带假设,波束成形和天线 的间距通常按照中心频点来设计。这使得在宽带系统下,波 束方向随频率变化而变化,这种现象被称为波束偏移。首 先,在高频超大规模 MIMO系统中,巨大的带宽会导致不同 子载波波束对准的物理方向与目标物理方向的偏差显著增 加;其次,巨大数量的天线单元会导致波束宽度极窄。所 以,波束偏移效应将会加剧,不同子载波频率的波束可能会 被完全分割成分离的物理方向,这种现象叫做波束分裂⁶⁶。 在近场超大规模 MIMO系统中,波束分裂现象将会愈发明 显。未来,可以基于球面波前模型设计系统的预编码来降低 波束分裂现象与近场效应带来的性能损失。

3 无线近场定位

6G通信系统具有高比特率、大信息容量和智能化等特点。借助6G系统中的感知定位技术,使用相同的无线通信系统,可以实现高精度定位。随之而来的问题是,6G系统中通信和感知的信号往往会在近场中传播,因此,研究近场中的高精度定位技术十分必要。

目前,该研究主要分为两个方向:第一,使用近场球面 波前模型去修正传统的远场定位模型与算法;第二,使用更 准确的电磁场模型(解析模型)代替球面波前模型。

3.1 基于球面波前模型的近场定位

近场定位的研究已经引起了业界广泛的关注。大多数工 作是根据球面波前模型去建模无线信号的,主要可以分为: 近场定位模型的建模与近场定位算法的设计。

近场定位模型建模的关键点在于用球面波前模型去描述 近场信号。目前已经有很多研究采用各种天线范式的近场定 位模型,包括:均匀线阵、均匀面阵、大规模天线阵列等。 为了降低大规模天线阵列的复杂度和实现成本,我们将电磁 透镜引人球面波前模型^[7]。

近场定位算法设计的主要研究方向在于使用近场球面波 前模型去修正传统的远场定位算法。目前已经有很多工作研 究了各种远场定位算法的近场修正,包括:改进的近场二维 多重信号分类(MUSIC)算法、近场全局最优最大似然 (ML)搜索方法、近场旋转不变(ESPRIT)算法等。针对 配备电磁透镜的大规模天线阵列的近场定位模型,我们提出 了一种有效的参数化估计算法,该算法可以直接重用接收信 号来提取位置参数^[8]。

3.2 基于电磁场模型的近场定位

事实上,球面波前模型不能准确描述天线或阵列近场区 域的电磁场方程,而且通常不考虑非均匀天线辐射方向图、 耦合效应、信号极化和对仰角的依赖性,并经常忽略信号源 的物理特性(发射天线的类型、尺寸、方位等)。很多近场 定位工作使用的球面波前模型也常常忽略接收信号的幅度依 赖,而只考虑相位的约束。这些都会对信号源激发的电磁场 和接收天线收集的观测数据产生深远影响^[4]。直接利用电磁 场理论去建模近场信道是更加准确的方法。电磁场模型的关 键点在于根据麦克斯韦方程给出信号源激发的场分布(信号 源的类型和参数需要确定),然后由场分布确定近场信道 响应。

我们在文献[9]中提出了基于电磁场理论的通用近场定 位模型,如图4所示。待定位的终端位于观测表面前方的任 意一点 $p_i = (x_i, y_i, z_i)$,终端的源电流会在观测表面产生电场, 该电场是矢量的(即在3个笛卡尔坐标轴上都有分量)且包 含终端的位置信息。我们考虑观测表面是具有不同观测能力 的天线范式:

(1)观测表面是智能表面(如大型智能表面),具有连续的电磁活性物质,能够空间连续地观测到其上每个点处的 矢量电场。

(2)观测表面的观测能力下降,只能空间连续地观测到 其上每个点处的标量电场,其中标量电场是矢量电场的坡印 廷矢量在垂直于观测表面方向的分量。

(3)观测表面的观测能力进一步下降,整个表面只能观测到一个总体的标量电场。其中总体标量电场是标量电场在观测表面区域的二重积分,这种情况下智能表面就退化为了 传统的面天线。

综合电磁场模型和信号估计理论,我们推导了使用上述 3种观测电场的近场定位克拉美罗界(CRB),进而评价该近 场定位系统的估计性能。另外,当终端位于观测表面的中心 垂线上时,记为*p*_i'=(0,0,*z*_i),CRB的计算将大大简化。我 们给出了在这种情况下使用3种观测电场的CRB的闭式表达 式。最后,我们研究了多个分布式的观测表面会对近场定位 性能产生的影响,并推导了具有多个分布式观测表面的近场 定位系统的CRB。结果表明,在毫米波频段,使用实际尺寸



▲图4 基于电磁场理论的近场定位模型

的智能表面去观测矢量电场或者标量电场可以达到厘米级的 定位精度,而利用总体标量电场只有初步的近场测距功能。 另外,采用多个分布式观测表面可以显著提升平行于观测表 面的两个维度(例如,图4中的X和Y维度)的定位精度。

4 结束语

在未来的无线网络中,大型的天线阵列和更高的载频将 会促使无线信号的电磁衍射域从远场转移到近场,相应的通 信和定位问题也由远场转移到近场。在本文中,我们首先推 导并介绍了电磁衍射域的感应近场区域、辐射近场区域、菲 涅尔区域和远场区域的边界条件和辐射特征;然后,针对近 场通信问题,我们介绍了可以正确建模近场信号的球面波前 模型;最后,针对近场定位问题,我们给出了基于电磁场理 论的通用近场定位模型,并推导了近场定位的CRB。在未来 的研究中,如何在近场信道模型下提升通信和定位的性能值 得进一步探索和讨论。

参考文献

- [1] BJÖRNSON E, DEMIR Ö T, SANGUINETTI L. A primer on near-field beamforming for arrays and reconfigurable intelligent surfaces [C]// Proceedings of 2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. IEEE: 105-112. DOI: 10.1109/IEEECONF53345.2021.9723331
- [2] 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
- [3] SHERMAN J. Properties of focused apertures in the Fresnel region [J]. IRE

transactions on antennas and propagation, 1962, 10(4): 399-408. DOI: 10 1109/TAP 1962 1137900

- [4] FRIEDLANDER B. Localization of signals in the near-field of an antenna array [J]. IEEE transactions on signal processing, 2019, 67(15): 3885-3893. DOI: 10.1109/TSP.2019.2923164
- [5] XU J, YOU L, ALEXAND R, et al. Near-field wideband extremely largescale MIMO transmission with holographic metasurface antennas [EB/OL]. (2022-05-08) [2022-08-05]. https://www. researchgate. net/publication/ 360409998_Near-Field_Wideband_Extremely_Large-scale_ MIMO_Transmission_with_Holographic_Metasurface_Antennas
- [6] DAI L L, TAN J B, CHEN Z, et al. Delay-phase precoding for wideband THz massive MIMO [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2022, 21(9): 7271-7286. DOI: 10.1109/TWC.2022.3157315
- [7] GUIDI F, DARDARI D. Radio positioning with EM processing of the spherical wavefront [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2021, 20(6): 3571-3586. DOI: 10.1109/TWC.2021.3052053
- [8] YANG J, ZENG Y, JIN S, et al. Communication and localization with extremely large lens antenna array [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2021, 20(5): 3031-3048. DOI: 10.1109/ TWC.2020.3046766
- [9] CHEN A, CHEN L, CHEN Y, et al. CRB for a generic near-field positioning system using three electric field types [EB/OL]. (2022-08-03) [2022-08-09]. https://arxiv.org/abs/2207.00799

简 介

作 者



陈昂, 中国科学技术大学电子工程与信息科学系 在读硕士研究生; 主要研究领域为无线近场通信 与通信感知一体化技术。



陈力,中国科学技术大学电子工程与信息科学系 副教授, IMT-2020 (5G)、IMT-2030 (6G) 推 进组成员,多个国际期刊编委和会议组织成员; 主要研究方向为下一代无线通信系统关键技术、 通信感知计算一体化、分布式机器学习、编码存 储和计算等; 主持国家自然科学基金面上项目、青 年项目,以及国家重大专项课题等项目;发表论文 30余篇,拥有5项国家发明专利。



卫国,中国科学技术大学教授,曾任国家"863" 计划通信技术主题专家组成员、中国第三代移动 通信系统研究开发项目总体组成员、国家"863" 计划B3G移动通信重大项目总体组成员、"新一 代宽带无线移动通信网"国家科技重大专项总体 专家组成员;主要从事无线通信技术、移动通信 网络、信号处理等方面的研究;获国家科技进步 二等奖1项;发表论文100余篇,拥有数十项国 家发明专利。