

一种用于 $\pm 45^\circ$ 极化十字型偶极子天线阵列的解耦方法

袁 航, 陈付昌, 向凯燃

(华南理工大学电子与信息学院, 广东广州 510641)

摘 要: 本文研究了一种适用于 $\pm 45^\circ$ 极化的十字型偶极子天线阵列的解耦方法, 主要基于一个共线排布的天线阵列进行讨论, 天线在 1.7~2.3 GHz 的带宽范围内驻波比小于 1.5. 2 个 $\pm 45^\circ$ 极化共线排布的十字型偶极子天线之间的相互耦合可以分解为 3 种耦合类型: E 面共极化耦合 (E 耦合)、H 面共极化耦合 (H 耦合) 和交叉极化耦合. 首先对 E 面单极化天线阵列进行研究, 将天线的辐射臂垂直弯曲一定长度, 可以引入一个自解耦零点; 接着在 2 个天线之间引入一根垂直金属枝节, 可以调节该自解耦零点的位置. 在 2 个共线水平排布的十字型偶极子天线之间, 水平辐射臂末端之间的距离较近, 因此 E 耦合对端口隔离影响较大. 当采用弯折辐射臂并引入垂直金属枝节的方法后, 可以同时改善 2 个天线之间的 45° 端口隔离度和 -45° 端口隔离度. 为了抑制 45° 端口与 -45° 端口之间的交叉极化耦合, 引入一个额外的 U 型金属带. 通过弯折辐射臂, 垂直金属枝节和 U 型金属带的结合, 2 个十字型偶极子天线之间的隔离度可以从 16 dB 提高到 25 dB 以上. 此外, 由于在阵列上方无需加载具有较大尺寸和厚度的超材料、介质层、多层超表面等寄生结构, 天线阵列的总体剖面和体积没有显著增加.

关键词: 天线阵列; 基站天线; 解耦; 偶极子天线; 双极化天线; 自解耦

基金项目: 国家自然科学基金 (No.62471186); 广州市科技规划项目 (No.2024A04J6306)

中图分类号: TN821+.8 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2025)07-2453-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250172

A Decoupling Method for $\pm 45^\circ$ -Polarized Crisscross-Shaped Dipole Antenna Array

YUAN Hang, CHEN Fu-chang, XIANG Kai-ran

(School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510641, China)

Abstract: In this paper, a decoupling method for a $\pm 45^\circ$ -polarized crisscross-shaped dipole antenna array is studied based on a collinear antenna array with a standing wave ratio of less than 1.5 in the bandwidth range of 1.7 GHz to 2.3 GHz. The mutual coupling between two $\pm 45^\circ$ -polarized collinear crisscross-shaped dipole antennas can be decomposed into three coupling types: E-plane co-polarized coupling (E coupling), H-plane co-polarized coupling (H coupling) and cross-polarized coupling. Firstly, the E-plane single-polarized antenna array is studied, and a self-decoupling zero can be introduced by bending the antenna's radiating arm vertically to a certain length. A vertical metal branch is then introduced between the two antennas to adjust the position of the self-decoupling zero. As the distance between the ends of the horizontal radiating arms is relatively close between two collinear horizontally arranged crisscross-shaped dipole antennas, the E coupling has great influence on the port isolation. The 45° port isolation and -45° port isolation between the two antennas can be improved simultaneously by bending the radiating arm and introducing vertical metal branch. To suppress the cross-polarized coupling between the 45° port and the -45° port, an additional U-shaped metal strip is introduced. By bending the radiation arms, combining the vertical metal branches and U-shaped metal bands, the isolation between the two crisscross-shaped dipole antennas can be increased from 16 dB to more than 24 dB. In addition, since parasitic structures such as metamaterials, dielectric layers, and multi-layer metasurfaces with large sizes and thicknesses do not need to be loaded above the array, the overall profile and volume of the antenna array do not increase significantly.

Key words: antenna array; base-station antenna; decoupling; dipole antenna; dual-polarized antenna; self-decoupling

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62471186); Science and Technology Planning Project of Guangzhou City (No.2024A04J6306)

1 引言

多输入多输出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 系统由于其大信道容量和高数据吞吐量, 在 5G 通信中发挥了重要作用. 由于 MIMO 系统中相邻天线元件之间的空间有限, 相互耦合抑制已成为最具有挑战性的任务. 与单极化天线阵列相比, 双极化天线阵列可以减少多径衰落, 增加信道容量, 在基站应用中更具吸引力^[1-3]. 然而, 它的缺点是耦合更复杂, 如 E 平面共极化耦合 (E 耦合)、H 平面共极化耦合 (H 耦合) 和交叉极化耦合.

在水平共线排布的双极化天线阵列中, 有 2 种典型的方案: $0^\circ/90^\circ$ 极化天线阵和 $\pm 45^\circ$ 极化天线阵. 在第 1 种方案中, 2 个 0° 极化端口之间的 H 耦合、2 个 90° 极化端口之间的 E 耦合以及 0° 极化端口与 90° 极化端口之间的交叉极化耦合同时共存. 为了抑制相互耦合, 特别是 E 耦合和 H 耦合, 提出了各种解耦的方法^[4-8]. 在文献[4]中, 解耦结构由接地电容负载环路组成, 并在 2 个 $0^\circ/90^\circ$ 极化的贴片天线之间引入了 π 型元件. 这些元件用于阻挡表面电流, 减少相互耦合. 在文献[5]中, 在 2 个双极化的贴片天线之间加载一个超表面, 作为一个空间带阻滤波器来改善隔离. 虽然这些结构可以阻隔原始耦合信号, 但它们的工作带宽是有限的. 在文献[7]中, 2 个具有极化选择特性的部分反射表面加载在 2 个 $0^\circ/90^\circ$ 极化的偶极子天线上, 这种方法通过引入额外的耦合路径, 分别实现了 E 平面解耦和 H 平面解耦. 在文献[8]中, 在 $0^\circ/90^\circ$ 双极化偶极子天线附近引入寄生谐振器, 不仅可以产生新的谐振模式以拓宽带宽, 还可以在带内引入多个解耦零, 以提高端口隔离度. 虽然这些结构通过结合 E 平面和 H 平面独立解耦的方法, 可以实现良好的解耦结果, 但这些解耦方法只适用于 $0^\circ/90^\circ$ 极化天线阵列, 而基站应用中 $\pm 45^\circ$ 极化天线更为适合.

对于 $\pm 45^\circ$ 极化天线阵列, 天线的 2 个交叉极化子一般位于水平面的对角线上, 呈 X 型. 在这种情况下, 当 2 个天线共线排布时, 相互耦合主要由 2 个共极化端口之间的 H 耦合和 2 个异极化端口之间的交叉极化耦合组成. 为了抑制耦合, 可以采用在天线上方加载阵列-天线解耦表面^[9]、部分反射解耦表面^[10]、介质层^[11]等. 它们被放置在天线阵列上, 从而引入额外的耦合路径来抵消原始耦合路径. 然而, 由于这些结构会反射部分辐射波, 天线的阻抗匹配将受到一定程度的影响, 此外这些结构将使天线系统的质量和剖面增加.

实际上, 还有另一种 $\pm 45^\circ$ 极化天线阵列方案, 它包含沿着 x 轴和 y 轴放置的 2 对相互垂直的偶极子, 由

2 对耦合元件激励, 呈十字型, 因此被称为“ $\pm 45^\circ$ 极化十字型偶极子天线”^[12]. 在这种天线中, 通过同时激励 2 对相互垂直的偶极子, 利用矢量合成来实现 $\pm 45^\circ$ 极化. 这类天线相比于传统呈 X 型的 $\pm 45^\circ$ 极化交叉偶极子, 在多频基站天线阵列中对于高频天线具有较小的遮挡影响^[13]. 然而, 目前还缺乏关于 $\pm 45^\circ$ 极化十字型偶极子天线阵列解耦的研究, 有关十字型偶极子阵列的研究仅限于 $0^\circ/90^\circ$ 极化. 本文针对 $\pm 45^\circ$ 极化的十字型偶极子天线阵列, 提出了一种解耦方法. 2 个 $\pm 45^\circ$ 极化的十字型偶极子天线之间的相互耦合被分解为 3 个耦合成分, 包括 E 耦合、H 耦合和交叉极化耦合. 针对 E 耦合, 提出了一种新的解耦方法, 通过将辐射臂垂直弯折一定程度, 并在 2 个天线之间引入垂直金属枝节, 可以产生一个自解耦零点并加以调节. 由于在 2 个水平共线排布的十字型偶极子天线之间, 水平辐射臂末端之间的距离较近, 因此 E 耦合对端口隔离影响较大, 在共极化端口隔离中占据主要位置. 通过弯折辐射臂的方法实现 E 耦合抑制后, 2 个 $\pm 45^\circ$ 极化的十字型偶极子天线之间的共极化隔离得到明显改善. 然后, 引入一个额外的 U 型金属带来减少交叉极化耦合. 结果表明, 在 1.7~2.3 GHz 的通带中, 隔离度从 16 dB 提高到 25 dB.

2 解耦方法

2.1 耦合分解

如图 1(a) 所示, $\pm 45^\circ$ 极化的十字形偶极子天线可以分解为 x 轴方向极化偶极子和 y 轴方向极化偶极子. 当这 2 个偶极子被同相激励时, 可以实现 45° 极化, 反相激励时则可以实现 -45° 极化. 因此, 在水平共线排布的 $\pm 45^\circ$ 极化十字型偶极子天线阵列中, 相互耦合 (45° 极化端口或 -45° 极化端口之间的共极化耦合、 $\pm 45^\circ$ 极化端口之间的交叉极化耦合) 可以分解为 3 个部分: 2 个 x 轴方向极化偶极子之间的 H 耦合, 2 个 y 轴方向极化偶极子之间的 E 耦合和一个 x 轴方向极化偶极子和另一个 y 轴方向极化偶极子之间的交叉极化耦合, 如图 1(b) 所示. 从文献[14]可知, 在单元间距为 $0.3\lambda_0 \sim 0.6\lambda_0$ 区间内时, E 耦合下的天线辐射效率明显低于 H 耦合下的天线辐射效率. 在间距为 80 mm ($0.53\lambda_0$) 的条件下, 电偶极子阵列得出的仿真结果如图 1(c) 所示, 在 E 面阵列中, 偶极子的工作频段是 1.9~2.1 GHz, 在频率范围内的隔离度变化是 13~15.6 dB; 在 H 面阵列中, 偶极子的工作频段是 1.9~2.1 GHz, 在频率范围内的隔离度变化是 15.4~16.4 dB. 可以看到, 在相同的工作频段内, E 面隔离度整体小于 H 面隔离度. 因此, 首先分析了二元天线阵的 E 平面解耦方法.

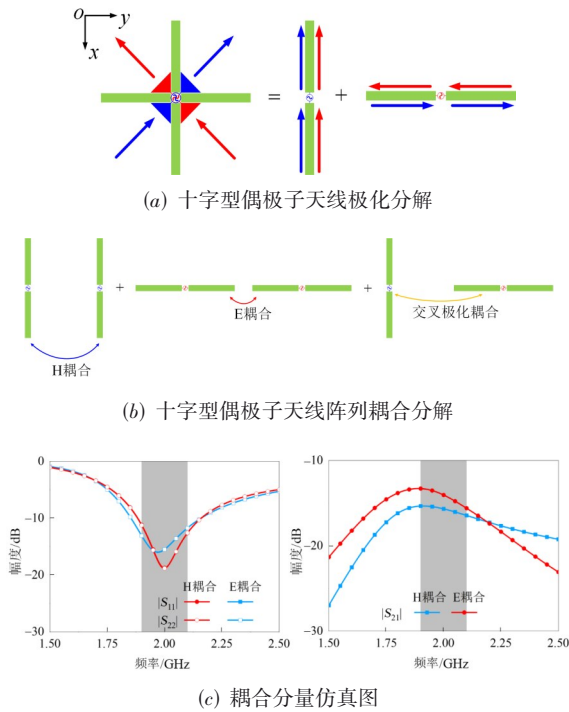


图 1 十字型偶极子天线极化及耦合分解示意图

2.2 E平面解耦方法

如图 2 所示,阵列 1 为原始天线阵列,2 个直立偶极子天线之间的空间距离为 90 mm. 阵列 1 的仿真辐射电场分布如图 3 所示. 可以观察到,当天线 1 被激励时,天线 2 的辐射臂末端和馈线会出现强的感应电场. 阵列 1 的耦合路径包含直接空间耦合路径(路径 1)和地板反射波耦合路径(路径 2),如图 4(a)所示,2 条路径之和被定义为原始耦合. 图 5 给出了阵列 1 的仿真 S 参数,结果表明,在工作带宽 1.7~2.4 GHz 范围内,2 个偶极子天线的隔离度仅为 12.7 dB.

阵列 2 在阵列 1 的基础上,通过垂直弯折辐射臂来使天线尺寸小型化,等效为扩大端到端的空间距离,降低电场耦合强度. 从图 3 中仿真的辐射电场分布来看,当天线 1 被激励时,天线 2 末端和馈线处的感应电场减弱. 图 5 中阵列 2 的仿真 S 参数证明了这一点,表明在频带内的隔离度可以提高到 15.25 dB. 此外,在 2.34 GHz 频率处实现了一个明显的解耦零点. 由于在阵列 2 中没有引入额外的解耦结构,这个解耦零点可以被称为“自解耦零点”,这是由垂直弯折后的偶极子结构产生的. 2 个偶极子之间的端到端耦合类似于 2 个单极子之间的耦合,这引入了一个额外的耦合路径(路径 3),如图 4(b)所示. 只有当原始耦合路径(路径 1+路径 2)和额外的耦合路径(路径 3)满足耦合幅度相同且相位差为 180°时,才会出现解耦零点. 阵列 2 中原始耦合路径和额外耦合路径所提取的耦合幅度和相位关系如

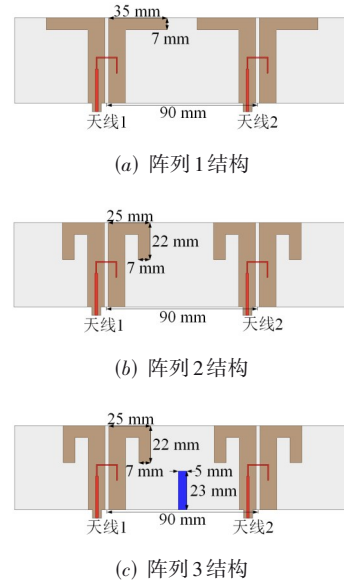


图 2 单极化 E 面天线阵列图

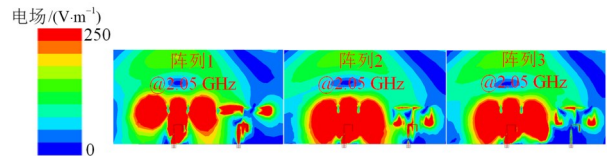


图 3 仿真辐射电场分布图

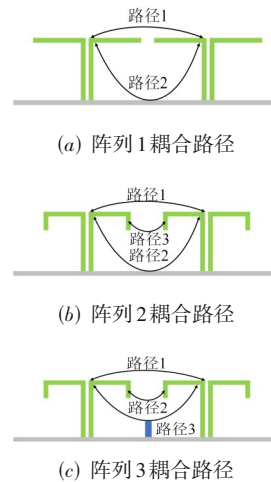


图 4 天线阵列耦合路径图

图 6(a)所示,可以观察到,在 2.34 GHz 时,幅度差为零,而相位差为 180°. 此外,在工作带宽 1.7~2.4 GHz 范围内相位差大于 90°,由矢量叠加原理可知,在工作频带内耦合将会有一定程度的抵消,从而改善隔离度. 在阵列 2 中,自解耦零点可以通过改变偶极子辐射臂的弯折长度来控制. 为了偶极子天线的工作频率保持不变,改变辐射臂弯折长度的同时,辐射臂的水平部分长度也

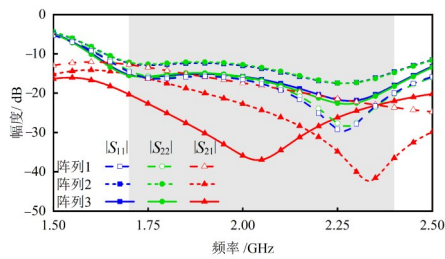


图5 仿真S参数结果图

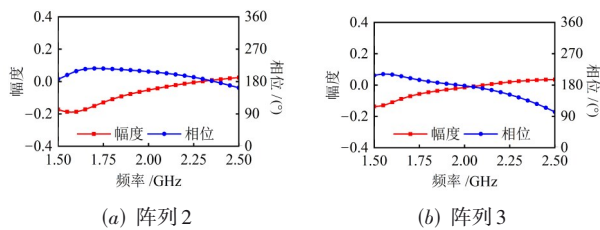


图6 耦合路径幅度和相位图

需要相应地调整,当弯折长度增加时,水平部分长度减小.如图7(a)所示,随着弯折长度的增加,自解耦零点将往低频移动,此时工作频率通过调整水平部分长度维持在1.7~2.4 GHz范围内.然而,过长的弯折部分将会导致偶极子辐射臂水平部分的减小,从而造成增益降低.

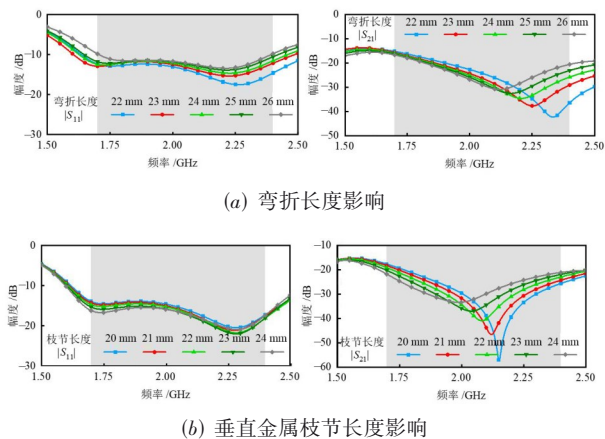


图7 E面阵列的参数影响

为了更好地调节自解耦零点,在2个弯折的偶极子天线之间引入一条垂直的金属枝节,构成阵列3.根据图3中仿真辐射电场分布,当天线1被激励时,天线2的感应电场显著减小.图5中阵列3的仿真S参数表明,阵列3的自解耦零点可以从2.34 GHz移动到2.05 GHz,频带边缘的隔离度可以提高到20.3 dB.垂直金属枝节可以看作是地板的一部分,它可以调整地板反射波耦合路径(路径2),如图4(c)所示.加载该垂直枝节后,如图6(b)所示,在2.05 GHz时,原始耦合路径和额外耦合路径的幅度差为0,相位差为180°,同时由于在工作

带宽1.7~2.4 GHz范围内超过90°的相位差,耦合实现一定程度的抵消,改善带内隔离度.在阵列3中,自解耦零点可以通过改变垂直金属枝节的长度来控制.垂直金属枝节仅用于调节自解耦零点,它对偶极子天线本身的工作频率没有明显影响.如图7(b)所示,随着枝节长度的增加,自解耦零点将往低频移动,从而改善通带内整体的解耦效果,且工作频率维持在1.7~2.4 GHz.

2.3 十字型偶极子天线阵列解耦方法

前面讨论的E平面解耦方法可以应用于共线排布的±45°极化十字型偶极子天线阵列中,以改善隔离度.如图8(a)所示,十字型偶极子天线阵列1是一个原始天线阵列,没有对辐射臂进行弯折,也没有引入其他解耦结构.图9的仿真结果显示,阵列1的共极化隔离度(|S13|, |S24|)和交叉极化隔离度(|S14|, |S23|)分别为17 dB和16 dB.十字型偶极子阵列1的电流分布如图10(a)所示,当天线1的45°极化端口激励时,天线2上的感应电流主要集中在y轴方向偶极子左右2个辐射臂和x轴方向偶极子的上辐射臂,其中y轴方向偶极子左右2个辐射臂的电流方向相反.根据矢量合成,最终的感应电流将同时产生45°和-45°的极化电流.这也解释了在十字型偶极子天线阵列1中,共极化隔离和交叉极化隔离几乎相等的原因.

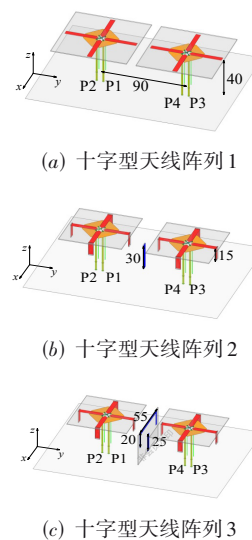


图8 十字型偶极子天线阵列结构图

当偶极子的辐射臂进行垂直弯折处理,并在2个天线之间加载垂直金属枝节后,如图8(b)所示,形成一个具有E平面解耦结构的十字型偶极子天线阵列2.2个天线之间的仿真共极化隔离度在频带内提高到22 dB,但交叉极化隔离度几乎不变,仅为17 dB.这是因为2个45°极化端口(或2个-45°极化端口)之间的耦合可以分解为E耦合、H耦合和交叉极化耦合,由于E耦合现在

被抑制,将有助于改善共极化隔离度.从图 10(b)中十字型偶极子天线阵列 2 的电流分布来看,天线 2 的感应电流主要集中在 y 轴方向偶极子左右 2 条辐射臂和 x 轴方向偶极子的下辐射臂,其中 y 轴方向偶极子左右 2 个辐射臂的电流方向相同,基于矢量合成,将产生 -45° 极化电流,因此,在这种情况下共极化隔离度得到改善,但交叉极化隔离度无法得到改善.

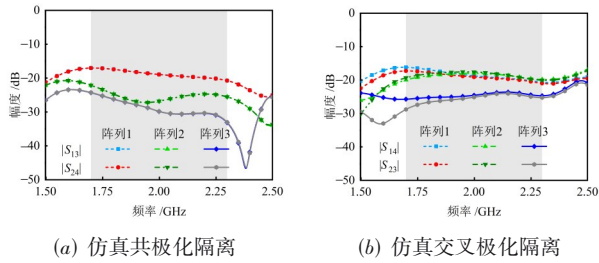


图 9 十字型偶极子天线阵列极化隔离度仿真结果

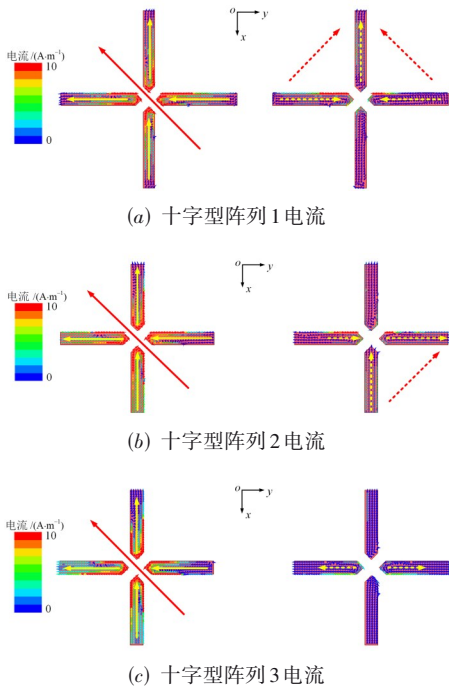


图 10 仿真电流分布图

为了提高交叉极化隔离度,在 2 个天线之间引入了一个 U 型金属带,如图 8(c)所示,它代表了最终的十字型偶极子天线阵列(十字型偶极子天线阵列 3).从图 9 中可以看到,该阵列进一步提高共极化隔离度到 24 dB,并提高交叉极化隔离度到 23.5 dB,抑制整个通带的相互耦合.根据文献[15],在 H 面耦合阵列中,平行于偶极子的 U 型金属带可以降低 H 耦合.如图 11 所示,当加载 U 型金属带后,由于该金属带与 2 个偶极子相互平行,当其中一个偶极子激励时,部分能量将被耦合到该

金属带,再耦合到另一偶极子上.因此,该 U 型金属带提供了额外的耦合路径,抵消了原始耦合,从而降低 H 面耦合.在双极化十字型偶极子天线阵列中加载 U 型金属带后,从图 10(c)中十字型偶极子天线阵列 3 的电流分布来看,由于 H 面耦合电流减弱,感应电流将不再产生 x 轴方向的电流,天线 2 上的感应电流仅集中在 y 轴方向偶极子左右 2 条辐射臂,方向相反,这导致了辐射的抵消,从而同时改善了共极化隔离度和交叉极化隔离度.

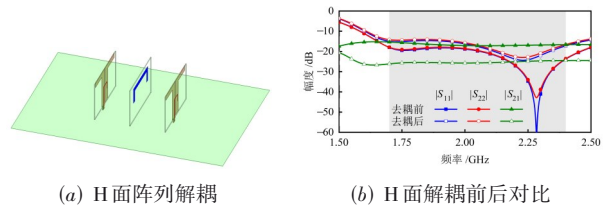


图 11 H 面解耦结构

因此,通过垂直弯折偶极子辐射臂,引入垂直金属枝节和 U 型金属带,可以抑制 2 个共线排布的 $\pm 45^\circ$ 极化十字型偶极子天线之间的相互耦合.如图 12 所示,垂直金属枝节的长度对共极化耦合影响较大,当长度增加时,解耦零点往低频移动,带内隔离度改善较大;U 型金属带的垂直部分长度对交叉极化耦合影响较大,当长度增加时,共极化耦合基本不变,通带内交叉极化隔离度改善效果变差.此外,本文给出了双极化十字型偶极子天线阵在进行扫描时的性能对比.如图 13 所示,解耦前后的阵列扫描特性基本不变,两者在 0° 和 -30° 扫描结果下都能获得相似的方向图,这种结果与文献[16]类似,即解耦后扫描性能保持不变.由于解耦后的天线阵列口径减小,部分频率、部分扫描角度下的增益比解耦前略小.然而,交叉极化水平在 0° 扫描时,解耦后能获得较大的提升,主要得益于单元隔离度的改善.在多输入多输出 MIMO 系统中,天线单元之间的隔离度主要影响接收通道的灵敏度和接收机的稳定性,若隔离度不够,发射机的自干扰信号可能会导致功率放大器饱和以及损坏.本文所提出的解耦结构,不影响阵列本身的扫描性能,但提高了天线单元之间的隔离度,有助于 MIMO 系统的应用.

3 测试结果

对所提出的共线排布的 $\pm 45^\circ$ 极化十字型偶极子天线阵列进行加工,如图 14 所示. 2 个十字型偶极子天线的 S 参数如图 15(a)所示.在仿真和测试结果中,都可以实现 1.7~2.3 GHz 的带宽,带内阻抗匹配为 -14 dB,十字型偶极子天线本身的端口隔离度为 22 dB.图 14(b)显示了 2 个十字型偶极子天线之间的共极化隔离度和

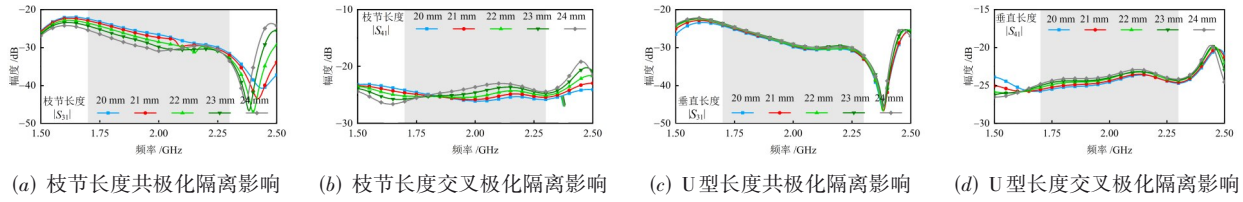


图 12 双极化十字型偶极子天线阵列参数影响

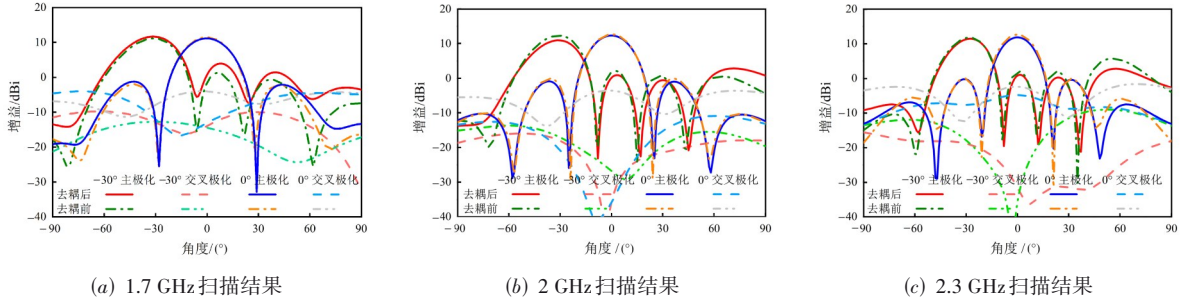


图 13 双极化十字型偶极子天线阵列解耦前后扫描性能

交叉极化隔离度. 值得注意的是,原始阵列的共极化隔离度 ($|S_{13}|, |S_{24}|$) 在带内的变化范围为从 17~20.5 dB, 而原始阵列的交叉极化隔离度在带内的变化范围为从 16~21 dB ($|S_{14}|, |S_{23}|$). 在垂直弯折偶极子辐射臂并加载垂直金属枝节和 U 型金属带后, 有效地抑制了共极化耦合和交叉极化耦合. 对于共极化耦合, 它在频带内的值为从 -33~-24 dB. 对于交叉极化耦合, 在频带内的值从 -26~-23.5 dB. 在测试中, 共极化隔离度的最低水平和交叉极化隔离度的最低水平为 25 dB.

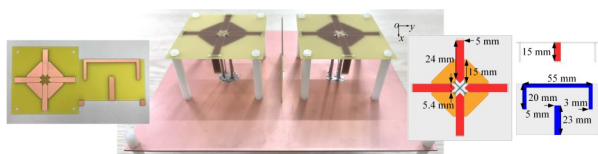
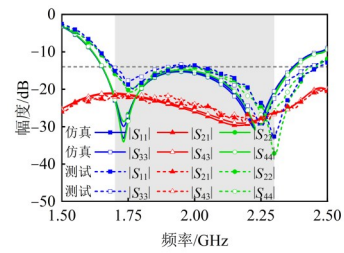


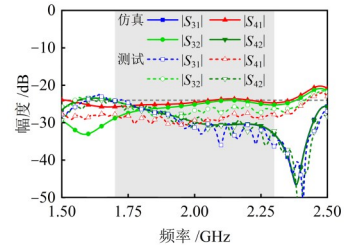
图 14 天线阵列实物图

仿真和测试的天线 1 的增益和效率如图 16 所示. 端口 1 的仿真和测试平均增益分别为 6.57、6.15 dBi. 仿真平均效率为 91.6%, 实测平均效率为 89.3%. 端口 2 的仿真和测试平均增益分别为 6.54、6.05 dBi. 仿真平均效率与端口 1 相同, 测量平均效率为 88.1%. 图 17 显示了分别激励天线 1 和天线 2 时的仿真与测试辐射方向图, 其中实线代表主极化, 虚线代表交叉极化. 由于基站天线的 V 面和 H 面方向图基本一致, 本文仅给出 H 面方向图, 在仿真和测试结果中均表现出稳定的辐射模式, 轴向交叉极化水平平均大于 15 dB.

基于弯折辐射臂并加载垂直金属枝节的 E 面去耦方法, 改善了十字型偶极子天线阵列之间的共极化隔离度; 基于加载 U 型金属条带的 H 面去耦方法, 改善了



(a) 天线单元 S 参数测试结果



(b) 天线间隔度测试结果

图 15 天线阵列 S 参数测试结果

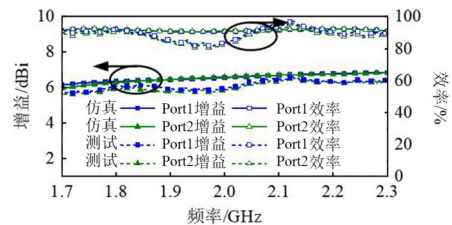


图 16 天线阵列增益和效率测试图

十字型偶极子天线阵列之间的异极化隔离度. 相比于未加载任何去耦结构的十字型偶极子天线阵列, 该方法在共极化隔离度上提高了 8 dB, 在异极化隔离度上

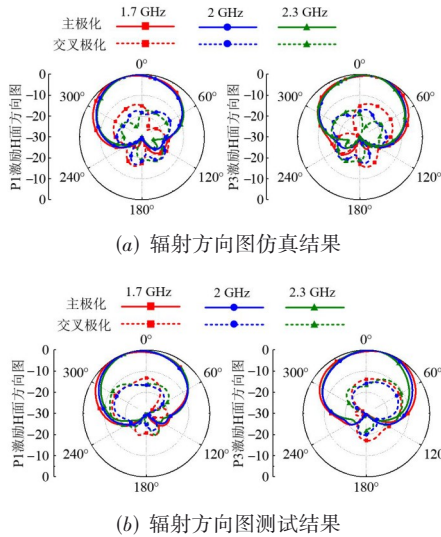


图 17 天线阵列辐射方向图测试结果

提高了 9 dB,能够实现隔离度大于 25 dB 的要求.在设计复杂性上,垂直金属枝节和 U 型金属条带的去耦结构组合,可以集成设计在同一介质板上,并加载在 2 个十字型偶极子天线之间,类似于在天线之间加载一个挡板.在其他文献中,往往需要在天线上堆叠多层去

耦表面或者介质层,需要额外的尼龙紧固件支撑,同时也增加了剖面 and 体积.而该结构仅需一块集成了 E 面和 H 面去耦的挡板,它的设计和制造并不复杂.

表 1 显示了与已有文献中的 0°/90°极化天线阵列和 ±45°极化天线阵列的性能和方法比较.在性能上,与文献[4]相比,本文所提出的方法解耦带宽更宽,剖面高度未增加;与文献[7]和文献[8]中相比,解耦带宽更宽,解耦后隔离度更优,剖面高度没有增加;与文献[9]中相比,解耦带宽更宽,总剖面高度不变.在天线结构上,文献[4]采用 0°/90°极化的贴片天线,文献[7]和文献[8]则采用 0°/90°极化的十字型偶极子天线,文献[9]采用 ±45°极化的交叉偶极子天线.本文所提出的天线为十字型偶极子天线,沿 x 轴和 y 轴排布,结构与文献[7]和文献[8]相似,但基于矢量合成的原理可以实现 ±45°极化.在解耦方法上,文献[4]采用了 2 种不同的超材料,文献[7]采用双层部分反射表面,文献[8]采用多种谐振器分别对 E 耦合(90°极化)和 H 耦合(0°极化)进行抑制,文献[9]采用阵列天线解耦表面分别对两种 H 耦合(±45°极化)进行抑制.本文通过对偶极子辐射臂进行垂直弯折处理,可以实现一个自解耦零点,并通过加载垂直的金属枝节和 U 型金属带进行调节和改善,实现宽带解耦的效果.

表 1 天线性能和方法对比

参考文献	工作带宽/ GHz	极化	隔离度/ dB	峰值增益/dBi 半功率波束宽/(°)	解耦方法	天线结构尺寸/mm ³	剖面是否增加
文献[4]	3.3~3.6	0°/90°	25	8.73 67/51	超材料加载	贴片天线 65 × 65 × 30.7	是
文献[7]	1.71~2.17	0°/90°	21	未给出	双层部分反射表面加载	十字型偶极子 270 × 180 × 71.5	是
文献[8]	1.7~2.2	0°/90°	25	未给出	多谐振器加载	十字型偶极子 270 × 180 × 71.5	是
文献[9]	3.3~3.75	-45°/45°	20	未给出	阵列天线解耦表面加载	交叉偶极子 180 × 160 × 25	是
本文	1.7~2.3	-45°/45°	25	6.86 85/85	弯折辐射臂+U型金属带加载	十字型偶极子 200 × 150 × 40	否

4 结论

本文提出了一种 ±45°极化的十字型偶极子天线阵列的解耦方法.将 2 个水平共线排布的 ±45°极化十字型偶极子天线之间的相互耦合分解为 E 耦合、H 耦合和交叉极化耦合.通过垂直弯折偶极子辐射臂和加载垂直金属枝节,可以引入一个自解耦零点并灵活控制,有限地实现了 E 耦合的抑制.由于在 2 个间距为半波长,共线水平排布的十字型偶极子天线之间,E 耦合对端口隔离影响较大,在共极化端口隔离中占据主要位置,因此该 E 面解耦方法有助于改善 2 个 45°端口或 2 个 -45°

端口之间的共极化隔离度.在天线阵列之间增加一个具有 H 面解耦效果的 U 型金属带后,还可以使交叉极化隔离度也得到改善.基于该解耦方法,实现了工作带宽为 1.7~2.3 GHz,隔离度为 25 dB 的 ±45°极化十字型偶极子天线阵列,适用于基站应用以及 MIMO 系统.

参考文献

[1] 黄河, 马瑞华. 基于高输入阻抗偶极子的低剖面宽带双极化基站天线[J]. 电子学报, 2024, 52(7): 2300-2306.
HUANG H, MA R H. A low profile, wideband and dual-polarized base station antenna based on the dipole with

- high input impedance[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(7): 2300-2306. (in Chinese)
- [2] 黄河. 用于大规模多输入多输出系统的波束收缩偶极子天线[J]. 电子学报, 2022, 50(9): 2299-2304.
HUANG H. A beam contracted dipole antenna for massive MIMO system[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(9): 2299-2304. (in Chinese)
- [3] 黄文, 王冲, 周贤超, 等. 加载超表面的宽带低剖面双极化交叉偶极子天线[J]. 电子学报, 2024, 52(2): 477-485.
HUANG W, WANG C, ZHOU X C, et al. Broadband low-profile dual-polarized crossed-dipole antenna loaded with metasurface[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(2): 477-485. (in Chinese)
- [4] TANG M C, CHEN Z Y, WANG H, et al. Mutual coupling reduction using meta-structures for wideband, dual-polarized, and high-density patch arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(8): 3986-3998.
- [5] YIN B, ZHAO S W, WANG P, et al. Isolation improvement of compact microbase station antenna based on metasurface spatial filtering[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2021, 63(1): 57-65.
- [6] XIE M C, WEI X Z, TANG Y Q, et al. A parasitic decoupling structure for dual-polarized patch antenna arrays[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2023, 22(6): 1351-1355.
- [7] ZHAO G, LIU T, JIANG J Y, et al. Polarization selective partial reflective decoupling layers for mutual coupling reduction of two closely spaced dual-polarized antennas[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(11): 11205-11210.
- [8] JIANG J, CHU Q X. Broadband decoupling for antenna arrays using multiple decoupling nulls[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71(11): 8616-8627.
- [9] WU K L, WEI C N, MEI X D, et al. Array-antenna decoupling surface[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(12): 6728-6738.
- [10] GUO J Y, LIU F, ZHAO L Y, et al. Partial reflective decoupling superstrate for dual-polarized antennas application considering power combining effects[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(10): 9855-9860.
- [11] DA Y R, ZHANG Z Y, CHEN X M, et al. Mutual coupling reduction with dielectric superstrate for base station arrays[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, 20(5): 843-847.
- [12] CHU Q X, CHANG Y L, LI J P. Crisscross-shaped $\pm 45^\circ$ dual-polarized antenna with enhanced bandwidth for base stations[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(4): 2341-2346.
- [13] YUAN H, CHEN F C, ZENG W F, et al. Dual-band base station antenna array with cross-band scattering and in-band coupling suppression[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71(5): 3983-3991.
- [14] GUPTA S D. Effect of mutual coupling in E and H plane on microstrip antenna array conformal on cylindrical surface[C]// 2013 International Conference on Signal Processing and Communication. Piscataway: IEEE, 2014: 149-154.
- [15] QIN Y, LI R L, CUI Y H. Embeddable structure for reducing mutual coupling in massive MIMO antennas[J]. IEEE Access, 2020, 8: 195102-195112.
- [16] HE X L, ZHANG Y. A polarization convert reflective surface-based wideband antenna array decoupling structure[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2024, 23(2): 883-887.

作者简介



袁航 男, 1998年6月出生于广东省揭阳市. 华南理工大学电子与信息学院博士研究生. 主要研究方向为滤波天线、基站天线、阵列去耦、频率选择表面、滤波器等.
E-mail: eeyuanhang@mail.scut.edu.cn



向凯燃 男, 1995年2月出生于广东省清远市. 华南理工大学电子与信息学院博士后. 主要研究方向为综合理论、微波滤波器、滤波天线和阵列、全双工天线、频率选择性表面以及毫米波应用.
E-mail: eekrxiang@scut.edu.cn



陈付昌 男, 1982年12月出生于江西省抚州市. 华南理工大学电子与信息学院教授. 主要研究方向为用于微波和毫米波应用的滤波器和相关射频模块的综合理论与设计.
E-mail: chenfuchang@scut.edu.cn