

## 一种宽带双极化紧耦合偶极子阵列天线设计

奉科蒙<sup>1</sup> 陈 星<sup>1</sup>

FENG Kemeng CHEN Xing

## 摘 要

提出了一种宽带双极化紧耦合偶极子阵列天线,单元采用全金属结构以满足大功率输入需求,渐变平行平板双馈电馈电结构设计可实现宽带阻抗匹配并移除共模谐振影响,针对紧耦合阵列的边缘截断效应提出了一种短接与差异化加载的阻抗调节方法,实现了在不额外加载哑元情况下的阵列边缘端口的良好阻抗匹配。有限大阵列仿真结果表明,在 0.8~2 GHz 工作频段内所有端口的有源驻波小于 2.5,最大增益达到 13.3 dBi,定向辐射性能优良。加工天线样品的测试结果与仿真结果吻合良好,证明了阵列性能的有效性。

## 关键词

紧耦合阵列;双极化;边缘截断效应;非平衡馈电;大功率

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2024.03.035

## 0 引言

宽带天线阵列在先进的国防和民用电子系统中有着广泛应用。区别于一般宽带阵列天线极力避免阵元间耦合的做法,基于紧耦合结构的宽带阵列天线利用阵元间的容性互耦特性抵消反射地板引起的感性效应,实现口径面上近乎连续的电流分布,使其具有宽工作频带和低剖面高度等特点,在研究和实际工程应用中得到广泛关注。

紧耦合的概念可追溯于 1965 年由 Wheeler 提出的连续电流片阵列 (current sheet array, CSA)<sup>[1]</sup>。后经 Munk 等人对模型进行改良,打破了阵元间的直接电连接,取而代之的是在阵元间引入电容耦合,将阵列工作带宽提升至 9:1<sup>[2]</sup>,紧耦合阵列 (tightly coupled array, TCA) 这一概念被正式提出。近年来,越来越多的超宽带紧耦合阵列被研究发表,研究点聚焦于紧耦合阵的宽带馈电网络、宽角扫描匹配结构等方面的改良,其中不乏 10 倍频及以上的超宽带扫描阵列<sup>[3-6]</sup>。要想实现如此大工作带宽的代价,就需要额外引入外置阻抗变换网络或设计结构复杂的匹配巴伦等,如此一来,就会增加设计复杂度,且可能影响天线效率、实际增益等性能。由 Vouvakis 团队提出的一种新式 TCA——平面超宽带模块化天线 (planar ultrawideband modular antenna array, PUMA),采用非平衡馈电搭配短路通孔的形式,简化了馈电结构,实现了 3:1 的工作带宽<sup>[7]</sup>。短路通孔的引入推高了因非平衡馈电而在带内产生的共模谐振,但新引入的低频环路谐振限制了低频带宽。一种改进式的 PUMA 阵列则将短路通孔替换

为顶部加载的通孔,增强阵元间容性耦合的同时还可推低共模频率至工作带外,且不带来额外谐振,将工作带宽提升至 6:1<sup>[8]</sup>。PUMA 阵列具有低复杂度的单元结构和馈电结构,具备工程应用潜力,但其通常采用输入功率容量有限、工艺复杂、成本相对高的多层介质层压板形式,限制其在工程项目中的实际应用。对于包含 PUMA 阵列在内的实际规模有限的紧耦合阵列,另需关注的一个问题即边缘截断效应。有限大紧耦合阵列通常采用在阵列边缘加载开路、短路、加集总负载单元或者加载电壁等几种传统方法<sup>[9-10]</sup>来抑制截断。因为需要通过牺牲部分辐射口径面积来换取部分单元端口的匹配改善,故传统方法更适用于大规模紧耦合阵列。对于小规模紧耦合阵列抑制截断效应的研究寥寥,其面临的边缘截断效应亟需得到解决。

针对上述问题,本文提出了一种双极化紧耦合偶极子阵列结构,单元采取全金属结构设计以满足高功率输入容量的工程应用场景,相对简洁的馈电结构设计可满足宽带阻抗匹配并移除共模谐振影响,组成单元数为 3×3 的小规模阵列后,针对其边缘截断效应采用了一种短接与差异化加载的阻抗调节方法,实现包含边缘端口在内的全部馈电端口在工作频段的良好匹配。阵列仿真获得了 0.8~2 GHz 带宽 (有源驻波小于 2.5) 和 13.3 dBi 的最大增益,并进行了天线样品加工和单元无源测试,测试与仿真结果具有良好的一致性。

## 1 设计原理

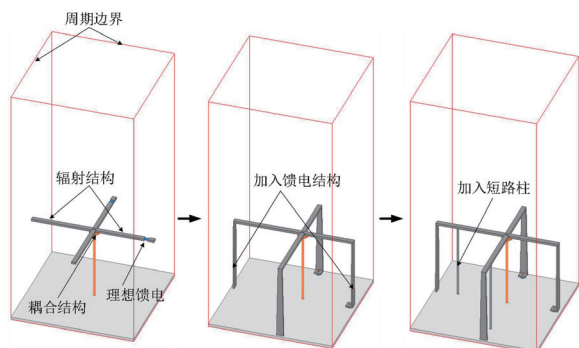
紧耦合阵列天线的设计一般分为两步。首先利用周期边界模拟理想无限大阵列,在考虑耦合的情况下设计紧耦合单元,然后对设计好的紧耦合单元进行周期性组阵,并采取一

1. 四川大学电子信息学院 四川成都 610065

定的抑制边缘截断效应的手段以保持阵列边缘单元性能。

### 1.1 单元设计

传统紧耦合阵列天线设计采用的多层 PCB 结构具有高精度、高集成度的优点,但受其使用板材的限制往往不能承受较大的输入功率。为满足工程项目对高功率输入容量和远距离无线能量传输需求,同时适应具体项目指标对于单元间距的要求,天线单元采用全金属结构,如图 1(a)所示,辐射振子设计为双极化细长型非对称平面偶极子,两个极化方向上的振子间通过末端十字型交叉相接引入容性耦合,并在耦合部分正下方放置一个接地金属圆盘用于增强耦合。



(a) 紧耦合偶极子 (b) 馈电结构 (c) 短路柱

图 1 全金属双极化紧耦合偶极子单元结构演变过程

紧耦合偶极子单元的标准输入阻抗约为  $200\ \Omega$ ,即馈电结构的设计需要实现  $50\ \Omega$  到  $200\ \Omega$  的阻抗变换功能。馈电结构采用金属渐变平行平板作为传输双线,一侧连接紧耦合偶极子臂与同轴内导体,另一侧连接紧耦合偶极子臂与金属地。双平行平板结构可视为一种波导,其作为传输线时对应的特征阻抗  $Z_t$  表达式<sup>[1]</sup>为:

$$Z_t = \frac{Z_0}{\frac{w}{d} + \frac{1}{\pi} \{1 + \ln[\frac{\pi w}{d} + 1 + \ln(\frac{\pi w}{d} + 1)]\}} \quad (1)$$

式中:  $w$  为板宽,  $d$  为板间间距。将  $Z_t$  等效为紧耦合偶极子天线单元输入阻抗  $200\ \Omega$  时则对应计算出对应的  $w/d$  约为 1.25,该理论值可以作为实际设计渐变平行平板双线的参考。加入实际馈电结构后,单元结构由图 1(b)表示。

偶极子不平衡馈电使得馈电端与接地端之间的电流不等幅,会导致带内共模谐振的产生。抑制共模谐振的方法即在偶极子一臂下方额外添加一根短路柱,通过缩短共模谐振回路来将  $f_{cm}$  向高频推移出工作频带外,加入短路柱后的天线单元结构如图 1(c)所示。短路柱的添加将引入低频环路谐振频率,可通过改变阵元间耦合和短路柱的相对位置来进行调节,设计时短路柱的位置需择中选取。图 2 展示了对所提出的周期边界下的全金属双极化紧耦合偶极子单元从由理想集总端口馈电改为实际馈电结构后在带内产生的共

模谐振,以及在添加短路柱移除共模谐振后对有源驻波的改善效果。

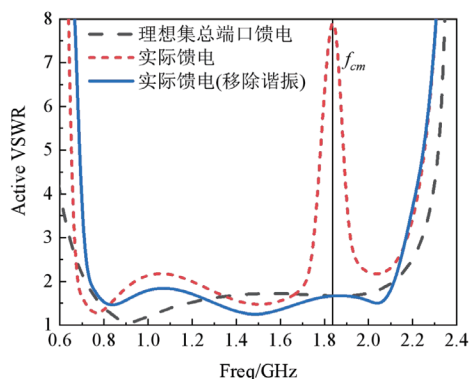


图 2 带内共模谐振的产生与移除后的驻波改善效果

### 1.2 阵列设计

紧耦合阵列的单元间耦合不可忽视,组成有限大阵列后的边缘单元在截断处同时失去了连续电流与阵元间的容性耦合,所处的电磁环境发生剧烈变化,使得边缘单元的匹配特性恶化、带宽缩减,即紧耦合阵列的边缘截断效应。小规模紧耦合阵列的边缘端口数目占比更大,即阵列中大部分端口会受到截断效应的影响,导致其带宽性能优势无法得到充分展现。传统的抑制紧耦合阵边缘截断效应的方法主要是采取对边缘单元进行开路、短路或接匹配负载等的处理,即主要通过牺牲部分辐射口径面积来换取部分单元端口的匹配改善,故传统方法更适用于大规模紧耦合阵列。如对小规模紧耦合阵采取同样的方法,则会使得充当抑制截断结构的单元数目多于辐射单元数目,将大大降低阵列的口径利用率和辐射效率,违背设计初衷。

本文探索了一种针对小规模紧耦合阵列边缘截断效应的抑制手段,即短接与差异化加载的阻抗调节方法,结合紧耦合结构拓宽带宽的原理和传输线理论,分析了有限个馈电端口的输入阻抗性能,采用差异化处理的形式使得小规模全金属紧耦合阵列的全部馈电端口完全满足带宽要求。该阻抗调节方法分为两个步骤,如图 3(a)所示,步骤一沿用了传统方法之一的边缘端口短路法,对阵列边缘的不能构成完整紧耦合偶极子的 6 个端口进行接地处理;步骤二则对于仍处于失配状态的 4 个阵列边缘端口,通过分析失配频段对应波长,在合适位置处加载一个阻抗调节金属块来调节渐变平行平板双线的特性阻抗从而改善匹配,其中金属块的尺寸为  $7\text{ mm} \times 3.5\text{ mm}$ 、离地高度为  $10\text{ mm}$ 。金属块自身电感以及与另一侧传输线的耦合电容构成串联 LC 电路,通过对金属块尺寸和位置的调节即可实现阻抗调节。图 3(b)给出了对于加载金属块后的一个边缘端口在高频位置有源驻波比的改善。

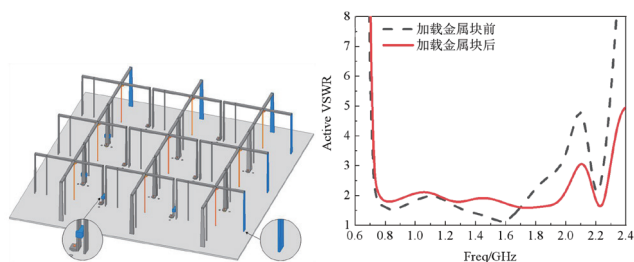


图3 对于加载金属块后的一个边缘端口在高频位置有源驻波比的改善

## 2 天线仿真分析

天线单元如图4所示,采用全金属结构,从上至下依次为紧耦合偶极子,接地耦合圆盘、短路柱和渐变平行平板双线,馈电同轴、金属地板。单元结构参数见表1。

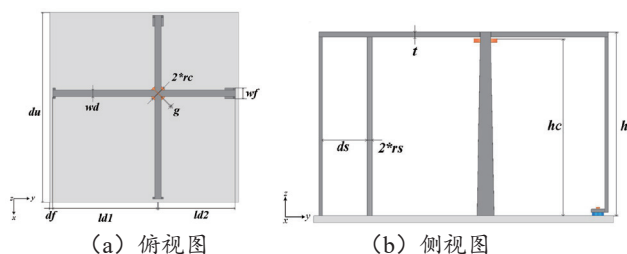


图4 天线单元示意图

表1 天线单元结构参数/mm

| $d_u$ | $l_{dl}$ | $l_{dl2}$ | $w_d$ | $t$   | $h$   | $g$ |
|-------|----------|-----------|-------|-------|-------|-----|
| 88.5  | 35       | 50        | 3     | 1.5   | 53.5  | 0.3 |
| $r_c$ | $h_c$    | $w_f$     | $d_f$ | $r_s$ | $d_s$ |     |
| 3.5   | 51.5     | 5         | 1.5   | 0.8   | 15    |     |

根据1.1所述,馈电结构的渐变平板平行双线的板宽与板间距的比值 $w_f/d_f$ 会影响宽带阻抗变换,短路柱位置 $d_s$ 会影响高频共模谐振频率的位置。利用周期边界模拟无限大阵列的前提下,对上述两个参数进行优化分析。

图5给出了渐变平板平行双线的板宽与板间距比值 $w_f/d_f$ 对阻抗带宽的影响,当比值增大后匹配得到改善,当 $w_f/d_f=1.67$ 时理想无限大阵列匹配最佳。图6给出了短路柱位置 $d_s$ 对阻抗带宽的影响。随着 $d_s$ 的增大,高频处的共模谐振频率逐渐移出工作频带外,低频环路谐振逐渐靠近工作频带,而基本不影响其余频段的匹配,故 $d_s$ 择中选择为15 mm。图7(a)给出了有限大阵列的所有端口的仿真有源驻波比,可以看出在0.8~2 GHz频段内满足所有端口的有源驻波比小于2.5。图7(b)给出了有限大阵列的仿真增益,在2 GHz处的最大增益达13.3 dBi。

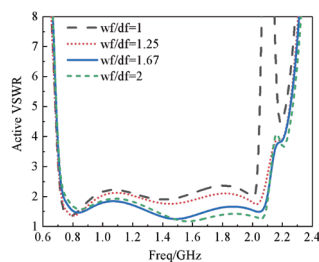


图5 板宽与板间距比值 $w_f/d_f$ 的影响

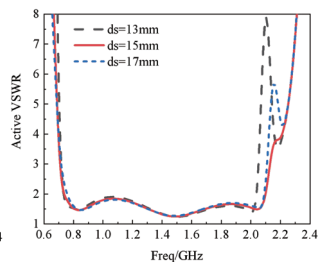
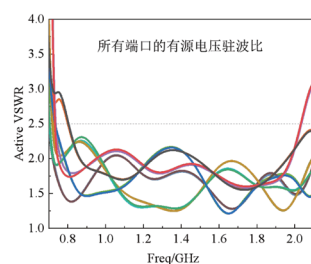
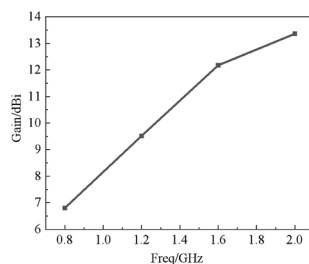


图6 短路柱位置 $d_s$ 的影响



(a) 所有端口有源驻波比



(b) 增益

图7 阵列仿真结果

## 3 天线实测结果

对所设计的小规模双极化紧耦合偶极子阵列天线加工了一只样品以验证仿真性能。天线全结构采用金属铝精密加工,振子下方使用尼龙板做结构支撑。阵列整体尺寸为285 mm×285 mm,包含单元数为3×3,其中部分边缘端口短接,实际馈电端口数为12个,馈电同轴采用特征阻抗为50 Ω的SMP接头,样品天线实物如图8所示。

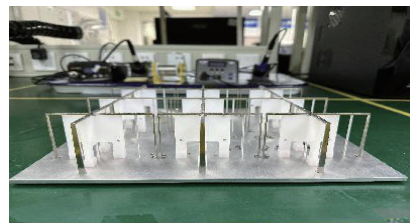


图8 样品天线实物图

对于该样品天线的有源电压驻波比的测量,如采用直接测试法则需要给天线配备完整的T/R组件,成本较高。本测试采用无源驻波测试结合公式法,即根据被测端口的无源反射系数、被测端口与其他端口间传输系数来综合计算被测端口的有源驻波<sup>[12]</sup>,测试一个端口时其他端口均接匹配负载。被测端口为中心单元端口时,将综合计算出的有源驻波比与周期边界下的理想无限大阵列

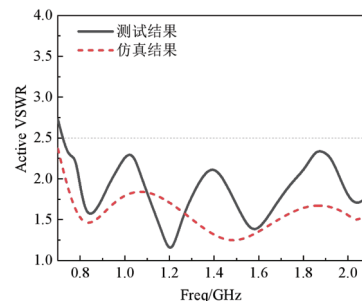


图9 中心单元端口的有源驻波比

列仿真有源驻波比的结果进行对比,如图9所示,仿真与测试结果呈现合理的一致性。

对于该样品天线辐射方向图的测量,主要对中心单元的 $E$ 、 $H$ 面方向图进行了测试。中心单元在1.2 GHz和2 GHz处的 $E$ 面和 $H$ 面方向图仿真与测试结果对比如图10所示,大部分角度均吻合良好,高频处在接近水平的部分角度出现的增益凹陷考虑为测试时使用的固定天线的支架,在一定程度上对样品天线产生遮挡而导致辐射降低。

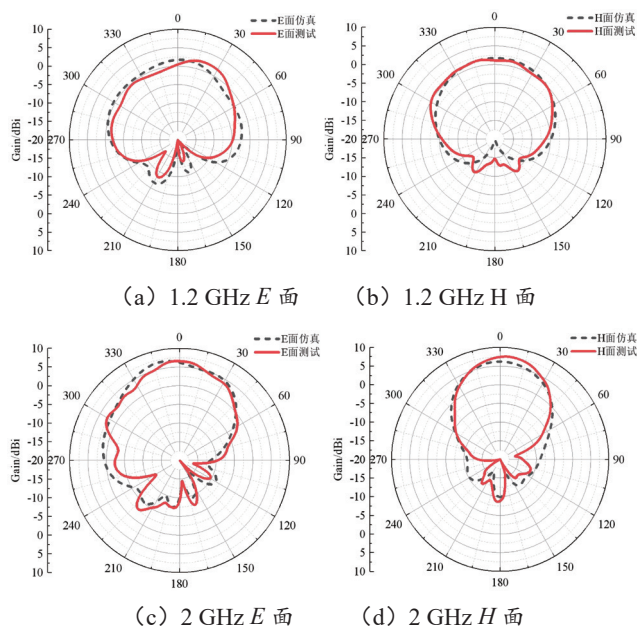


图10 中心单元仿真与实测增益方向图

#### 4 结论

本文结合项目指标设计了一款小规模宽带双极化紧耦合偶极子阵列天线,相比传统紧耦合阵的介质板形式,本设计采用全金属结构提高了天线的功率容量,馈电形式上采用结构更简易的非平衡馈电模式并对共模谐振采取了抑制手段,另外所阐述的短接与差异化匹配的阻抗调节方法为降低小规模紧耦合阵边缘截断效应的影响提供了新的解决思路。对所提出天线进行了数值仿真和样品加工与测试,通过两者的对比验证,证明了天线性能的有效性,其阻抗带宽可覆盖0.8~2 GHz(有源驻波比小于2.5),定向辐射性能优良并具备较高增益。

#### 参考文献:

- [1]WHEELER H A. Simple relations derived from a phased-array antenna made of an infinite current sheet[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 1965, 13(4): 506-514.
- [2]ZHANG H, TANG H, WANG L, et al. A low-profile broadband phased array antenna[C]//IEEE Antennas and

Propagation Society International Symposium, Columbus. Piscataway:IEEE, 2003:448-451.

- [3]ZHONG J, JOHNSON A, ALWAN E A, et al. Dual-linear polarized phased array with 9:1 bandwidth and 60° scanning off broadside[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2019, 67(3):1996-2001.
- [4]XIAO S, YANG S, ZHANG H, et al. A low-profile wideband tightly coupled dipole array with reduced scattering using polarization conversion metamaterial[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2019, 67(8):5353-5361.
- [5]HU C H, WANG B Z, WANG R, et al. Ultrawideband, wide-angle scanning array with compact, single-layer feeding network[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2020, 68(4): 2788-2796.
- [6]BINGJUN W, SHIWEN Y, ZHECHEN Z, et al. A ferrite-loaded ultralow profile ultrawideband tightly coupled dipole array[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2022, 70(3):1965-1975.
- [7]STEVEN S H, MARINOS N V. The planar ultrawideband modular antenna (PUMA) array[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2012, 60(1):130-140.
- [8]LOGAN J T, KINDT, R W, LEE M Y, et al. A new class of planar ultrawideband modular antenna arrays with improved bandwidth[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2018, 66(2):692-701.
- [9]IOANNIS T, KUBILAY S, JOHN L. UWB low-profile tightly coupled dipole array with integrated balun and edge terminations[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2013, 61(6): 3017-3025.
- [10]LEE H, NAM S. A dual-polarized 1-D tightly coupled dipole array antenna[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2017, 65(9): 4511-4518.
- [11]黄志洵, 王晓金. 微波传输线理论与实际技术[M]. 北京: 科学出版社, 1996.
- [12]张航宇. 紧耦合天线阵超宽带宽角扫描及低剖面化技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2019.

#### 【作者简介】

奉科蒙(1999—),女,重庆人,硕士研究生,研究方向:天线设计。

陈星(1970—),男,四川巴中人,教授,博士生导师,研究方向:电磁场理论与微波工程。

(收稿日期:2024-01-04)