

# 一种应用于 5G 毫米波通信的双极化有源相控阵模组

朱袁炜, 余超, 陆容, 洪伟\*

(东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏南京 210096)

**摘要:** 针对 5G 毫米波通信, 研制了一种双极化有源相控阵天线模组。厚度为 2 mm 的多层 PCB 正面印制阵列天线, 在其背面集成多通道波束成形芯片, 通过中间层实现天线与芯片的互连以及供电、控制等。测试结果表明, 研制的板状 4×4 双极化相控阵模组在 E 面和 H 面均实现了不小于 ±40 度的波束扫描范围 (不大于 3 dB 的电平下降) 和低于 -18 dB 的归一化交叉极化电平, 在 24~27.5 GHz 的频率范围内实现了 V 极化和 H 极化分别为 42.6~45.7 dBm 和 43.5~46.1 dBm 的等效全向辐射功率 (EIRP)。

**关键词:** 有源相控阵天线; 双极化天线; 多波束; 毫米波; 5G

中图分类号: TN82 文献标识码: A

## A dual-polarized active phased array module for 5G millimeter-wave communications

ZHU Yuan-Wei, YU Chao, LU Rong, HONG Wei\*

(State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** A dual-polarized active phased array antenna module is presented for 5G millimeter-wave communications. The array antennas and multi-channel beamforming chips are printed and implemented on the top and bottom layers of the multilayer PCB (2 mm thickness), respectively. Besides the interconnection of the antenna and chip, power supply and digital control are realized within the middle layers of the multilayer PCB. The measured results show that the beam-scanning range larger than ±40 degrees (power level declines smaller than 3 dB) and normalized cross-polarization level smaller than -18 dB are both achieved in E- and H-planes. Besides 42.6-45.7 dBm and 43.5-46.1 dBm transmitting equivalent isotropically radiated powers (EIRPs) for V polarization and H polarization are realized respectively.

**Key words:** active phased array antenna, dual-polarized antenna, multibeam, millimeter wave, 5G

### 引言

相控阵天线具有快速波束赋形、空间功率合成和空间滤波的技术特点, 被广泛地应用于移动通信、雷达探测、卫星通信等领域<sup>[1-3]</sup>。随着 5G 毫米波通信技术、低轨互联网卫星通信以及毫米波雷达等的快速发展, 对系统性能、集成度和稳定性的要求越来越高。同时, 为了克服毫米波频段路径损耗高和非直达径传输性能差的问题, 有源相控阵天线由于其较高的阵列增益和灵活的波束扫描能力获得了越来越多的关注<sup>[4-7]</sup>。按照阵列架构形式区

分, 有源相控阵天线一般可以分为砖块式和瓦片式, 其中砖块式相控阵天线采用纵向布局和横向装配, 瓦片式相控阵天线采用横向布局和纵向装配<sup>[8]</sup>, 对于这两种类型的有源相控阵天线, 砖块式的设计和加工难度较小, 并且由于存在较大的纵向空间, 便于有效散热, 但是集成度较低、尺寸和重量较大、加工成本较高; 而瓦片式相控阵天线集成度高、尺寸和重量较小、加工成本较低, 但是设计和加工难度较大, 同时由于集成度高, 散热路径较短, 并且器件间的互相影响也需要在设计时候充分考虑。

收稿日期: 2022-12-14, 修回日期: 2023-02-14

Received date: 2022-12-14, revised date: 2023-02-14

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2020YFB1804900); 国家自然科学基金 (62188012)。

**Foundation items:** National Key Research and Development Program of China (2020YFB1804900), National Natural Science Foundation of China (62188102).

作者简介 (Biography): 朱袁炜 (1995—), 男, 安徽滁州人, 在读博士生, 主要研究领域为毫米波相控阵天线, E-mail: ywzhu@seu.edu.cn.

\* 通讯作者 (Corresponding author): E-mail: weihong@seu.edu.cn

随着新型毫米波通信系统对集成度和空间的要求越来越高,可以很大程度上提高系统集成度的多通道射频芯片就成为关键。另外,伴随着封装天线技术和片上天线技术的发展<sup>[9]</sup>,瓦片式架构已经并且将会持续成为相控阵的主流架构。此外,天线分集技术中的极化分集技术被广泛应用于各种应用场景下的天线设计中,双极化天线作为极化分集技术的关键技术,通过在一个工作频段内的同一天线口径下辐射一对极化正交的电磁波,可以在不增加天线阵列口径和阵元数量的前提下让信道空间自由度翻倍<sup>[10]</sup>。

近年来,基于瓦片式架构的毫米波有源相控阵天线在相关会议和刊物上陆续发表<sup>[11-19]</sup>。如按照设计类别划分,文献[11]和[12]基于晶圆片级芯片规模封装技术,将波束成形电路、变频电路和片上天线集成在尺寸和投影掩模版差不多的硅基芯片上,这种设计在60 GHz、94 GHz和140 GHz是合适的,但是在Ka波段和Ku波段由于阵元间距偏大将导致成本太高。文献[14]-[15]基于多通道(八通道或更多)的波束成形芯片与天线阵列集成设计,其中文献[14]设计了一种工作在60 GHz频段的集成32个收发一体射频通道的射频集成电路(RFIC),并通过倒装焊接的方式和基于低温共烧陶瓷工艺设计的天线阵列实现一体化集成,在文献[15]中基于主从架构设计了应用于60 GHz频段的具有144个天线单元的平板相控阵。多通道芯片和多天线阵元的连接一方面可以简化电路排布和设计,并减少芯片数量从而节约成本,但另一方面在芯片和天线间需要设计较为复杂的射频信号网络,会增加芯片到天线阵元的传输损耗,从而降低发射EIRP和增加接收机噪声系数。文献[16]-[19]通过在14 GHz、28 GHz、40 GHz和60 GHz频段实现若干数量的多通道波束成形芯片和相应的天线阵列在平面印刷电路板(PCB)上的集成设计,并通过威尔金森功分器传输网络实现芯片间的射频输入端连接,同时通过合理的芯片和天线相对位置排布,可以以较低的传输损耗实现芯片射频输出端和天线端的连接。另外,采用成熟的低成本PCB工艺可以提高加工稳定性并减小成本,适用于大规模阵元数量的相控阵天线的设计和实现。本文基于上述的第三种设计方法,在5G毫米波频段设计并实现了一种基于多层PCB工艺的双极化有源相控阵天线模组。

## 1 有源相控阵天线设计

### 1.1 阵列架构及布局

为了直观地展示本文研制的双极化有源相控阵天线,其阵列架构和器件布局如图1所示(顶层视角),10层PCB的叠构示意图如图2所示,其中深灰色正方形部分代表的波束成形芯片和橙色部分代表的双极化天线单元分别设计在十层PCB的顶层和底层,一个八通道波束成形芯片连接四个双极化天线单元,相邻天线单元中心间距设置为27 GHz频点的半波长(5.5 mm),绿色线条和蓝色线条分别代表V极化和H极化的带有两级威尔金森功分器的馈电网络,为了避免传输线走线交叉,V极化的走线以微带线的形式设置在顶层,H极化的走线以带状线的形式设置在中间二层,并且将幅相控制接插件以及外接电源接插件分别设置在阵列的左右两边。此外,波束成形芯片通过图2中所示通孔连接到天线单元,图2中的盲孔分别具有H极化微带线转接带状线、作为天线馈电通孔的隔离孔以及数字控制层及电源层和顶层实现层间转接的作用,其中用于数字控制层以及电源层和顶层实现层间转接的盲孔,需要对贯穿中间六层和中间七层的部分进行背钻。另外,波束成形芯片基于球栅阵列封装技术通过表面贴装设计表贴在10层PCB的顶层,双极化天线采用叠层贴片天线作为天线单元,具体每一层的功能和板材参数详见表1所示。

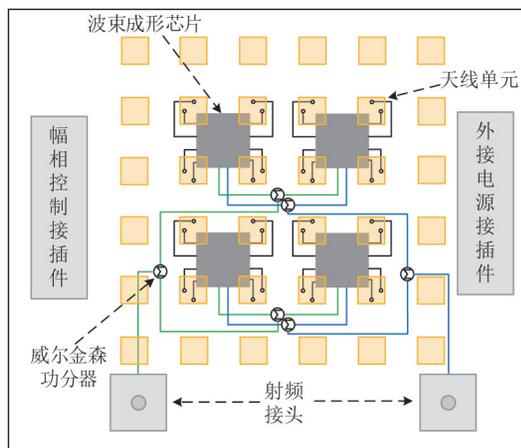


图1 天线阵列架构和器件布局

Fig. 1 Antenna array structure and component arrangement

### 1.2 八通道波束成形芯片

采用支持24.25~27.5 GHz毫米波频段的迈矽科国产八通道波束成形芯片,每个通道可以实现精度分别为5.6度和0.5 dB的相位(6比特移相器)和

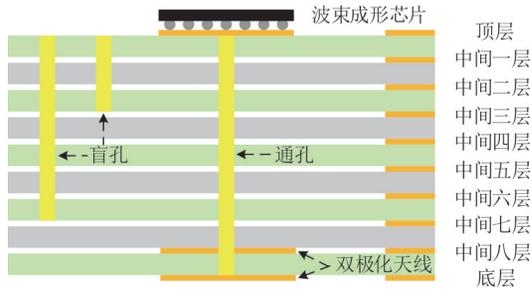


图2 多层PCB叠构图

Fig. 2 Stack-up of the multilayer PCB

幅度(5比特衰减器)调控,发射状态下的1 dB压缩

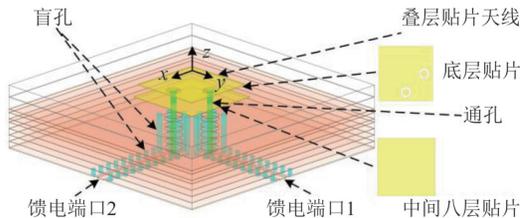


图3 双极化天线单元模型

Fig. 3 Model of the dual-polarized antenna element

点输出功率典型值为17 dBm,通道增益典型值为23 dB,每个通道的输出幅度和相位可通过串行接口(SPI)外接数字控制模块实现有效控制。

### 1.3 双极化天线单元设计

为了增加天线的阻抗带宽和提高正交极化端口隔离度,相控阵天线单元选用了如图3所示的叠层贴片天线,两层正方形贴片分布在PCB的中间八层和底层,通过金属化通孔实现波束成形芯片的射

频输出端(接地共面波导)和辐射体的层间转接,并在通孔的周围设置了一圈贯穿顶层到中间七层的盲孔,可以同时起到减小射频信号层间转接损耗、改善阻抗匹配以及增加极化端口间信号隔离度的作用,天线单元的仿真散射参数、天线单元的轴比以及26 GHz频点方向图如图4所示,可以看出仿真的 $-10$  dB  $|S_{11}|$ 阻抗带宽为24.24~27.33 GHz(如图3右边所示的两层贴片模型图所示,考虑到馈电端口和天线极化的结构对称性,图4只给出馈电端口1的回波损耗曲线),并且在通带内的极化端口隔离度均大于17.8 dB,此外天线单元在 $-10$  dB  $|S_{11}|$ 阻抗带宽内的仿真轴比均大于16.6 dB,体现了较好的线极化纯度,同时天线单元在26 GHz的方向图法向增益和半功率波束宽度分别为5.9 dBi和86度,且半功率波束宽度范围内的归一化交叉极化电平均小于 $-10$  dB,天线单元的主要结构参数见表2所示。

针对图3所示的叠层贴片天线,基于多层PCB加工的压合次数限制(压合次数增多,成品率会下降,成本越高),因而馈电结构设计选用了贯穿多层PCB的通孔作为天线单元的馈电孔,另外两个正交极化的馈电孔均和中间八层的贴片直接相连,并通过挖圆形槽的方式与底层的贴片不直接相连。通过与馈电通孔直接相连,中间八层的正方形贴片可作为天线单元的主辐射体,从而可以激励出中间八层的正方形贴片的谐振主模式,而底层的正方形贴片作为主辐射体的加载,通过和中间八层正方形贴

表1 10层PCB各层功能及板材参数

Table 1 Function of each layer and characteristic of each substrate for the 10-layer PCB

各层名称	各层功能	各层间板材参数
顶层	表贴波束成形芯片、接插件、电容、电阻及射频接头,同时提供射频输入信号的微带线走线和威尔金森功分器空间	顶层和中间一层间是0.2 mm厚度 Rogers RO4003C 基板,中间一层和二层间是0.2 mm厚度 Taconic FR-27 粘贴片
中间二层	提供H极化射频输入信号的带状线走线空间	中间二层和三层间是0.2 mm厚度 Rogers RO4003C 介质基板,中间三层和四层间是0.2 mm厚度 Rogers RO4450F 粘贴片
中间四层	提供波束成形芯片幅相控制的数字信号走线空间	中间四层和五层间是0.1 mm厚度 Rogers RO4350B 介质基板,中间五层和六层间是0.2 mm厚度 Rogers ro4450F 粘贴片
中间五层	提供电源层走线空间	中间六层和七层间是0.1 mm厚度 Rogers RO4350B 介质基板
中间一层,中间三层,中间六层,中间七层	作为射频信号、数字信号、电源层和双极化天线的地层	中间七层和八层间是0.4 mm厚度 Rogers RO4450F 粘贴片
中间八层和底层	作为双极化天线的两层辐射体	中间八层和底层间是0.4 mm厚度 Rogers RO4003C 介质基板

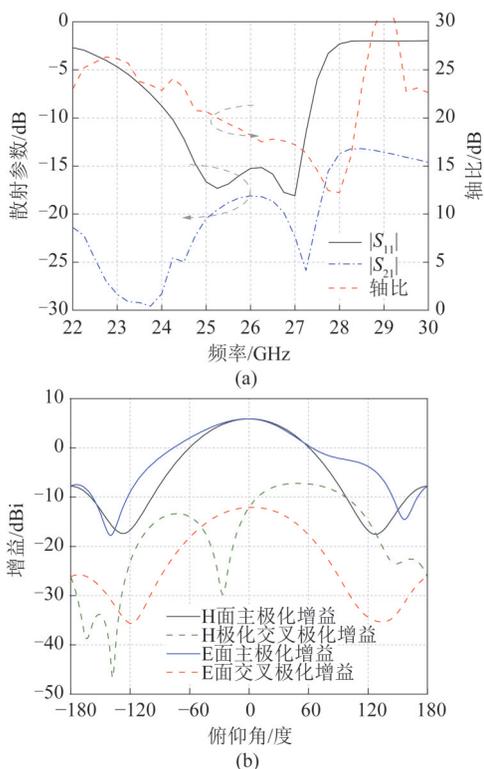


图4 (a)天线单元散射参数及轴比曲线,(b)26 GHz远场方向图曲线

Fig. 4 (a) Scattering parameters and axial ratio of the antenna element, (b) far-field pattern at 26 GHz

表2 双极化天线单元主要结构参数

Table 2 Main structural parameters of the dual-polarized antenna element

结构参数	数值(mm)
底层贴片宽度	2.5
中间八层贴片宽度	2.7
通孔中心到天线单元中心间距	0.85
中间一层到中间七层蚀刻圆形半径	0.3
通孔及贯穿顶层到中间七层盲孔半径	0.1
接地共面波导内导体线宽	0.31

片的场耦合,可激励出底层正方形贴片的谐振主模式,其中当馈电端口1激励时,图3中的两层贴片的谐振主模式是 $TM_{010}$ 模式,而当馈电端口2激励时,相应的谐振主模式是 $TM_{100}^z$ ,两个模式是极化正交的,从而可以实现双极化辐射特性。

如定义图3中的YOZ面为水平面,则图3中馈电端口1激励下的天线单元极化为水平极化,而馈电端口2激励下的天线单元极化是垂直极化,这可以从图5中的两个端口分别激励的26 GHz频点处的辐射体表面电流分布得到验证,另外水平极化和垂直极化在层间馈电孔的设置上是相同的,同时基

于双极化辐射的需求,两层贴片均设置为正方形贴片,两层贴片同时参与水平极化或是垂直极化的辐射。

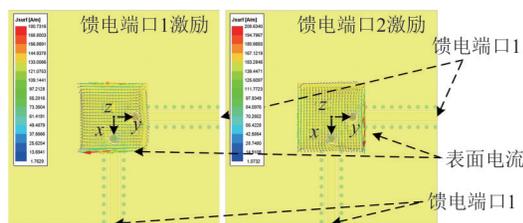


图5 不同馈电端口激励下的两层贴片表面电流分布(26 GHz)

Fig. 5 Surface electric current distribution under excitations of different feeding ports (26 GHz)

基于文献[21]中对贴片天线输入阻抗的分析作为参考,中间八层贴片和底层贴片在不同宽度下的输入阻抗实部曲线分别见图6(a)和(b)所示,其中当中间八层贴片宽度增大时,图(a)中的最高频阻抗实部极值点左移明显,而中间阻抗实部极值点移

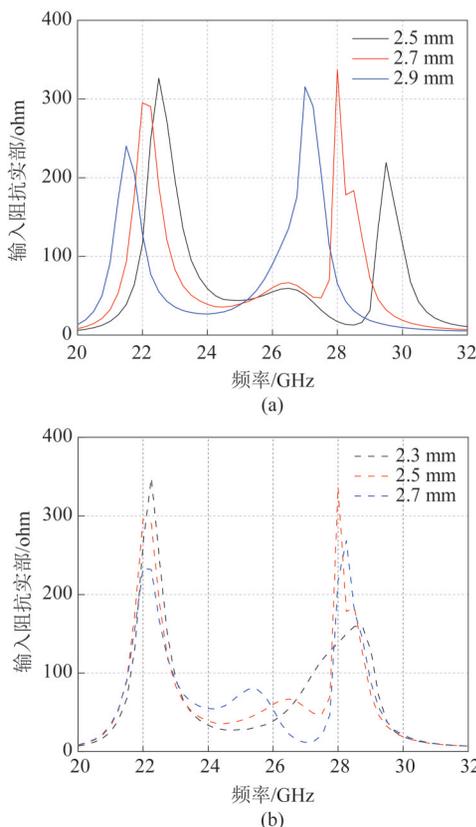


图6 输入阻抗实部变化(a)基于中间八层正方形贴片宽度变化,(b)基于底层正方形贴片宽度变化

Fig. 6 Real part variation of the input impedance (a) with the width variation of the square patch in the middle-8 layer, (b) with the width variation of the square patch in the bottom layer

动趋势很小。特别当中间八层贴片宽度为2.9 mm时,最高频实部极值点左移到中间实部极值点附近,从而在阻抗曲线上融为一体,另外,当底层贴片宽度增大时,图6(b)中中间阻抗实部极值点左移明显,而最高频阻抗实部极值点位置基本不移动。综上可知,中间八层贴片作为天线的主辐射体,其谐振模式对应于最高频实部极值点附近,而底层贴片作为主辐射体的加载,其谐振模式则对应于中间阻抗实部极值点附近。当合理调节两层贴片的宽度,可以让阻抗实部极值点处于合适的位置,从而有效调节天线单元的输入阻抗匹配。

#### 1.4 芯片与天线互连仿真

为了评估芯片输出端到天线单元的各个通道的传输损耗,基于芯片的射频输出以及射频输出周围接地的球栅阵列(Ball Grid Array, BGA)相对分布,以及多层PCB的各通道实际走线情况,给出了如图7所示的单芯片到四天线单元的电磁仿真模型,该仿真模型包含了芯片射频输出端到PCB传输线的仿真模型以及PCB顶层传输线到天线单元的各个通道的传输模型,其中在芯片射频输出端采用50欧同轴端口,另外多层PCB的传输结构包含了各射频输出通道在PCB顶层上的传输线以及馈电通孔和其周围接地通孔作为主体的层间转接结构。

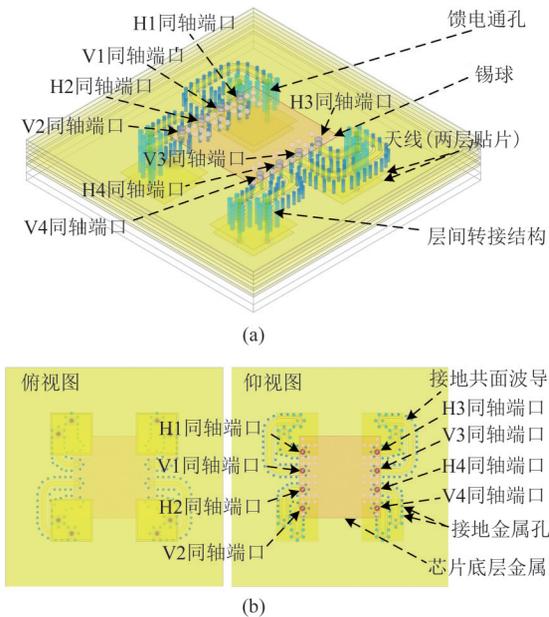


图7 芯片射频输出端到天线互连仿真模型(a)等轴侧视图, (b)俯视图和仰视图

Fig. 7 Simulated model of the interconnection from the RF output ports of the chip to the antenna (a) isometric view, (b) bottom and top views

考虑到八个输出通道的左右对称分布,图8(a)给出了四个射频通道输出端(1H, 1V, 2H和2V)的反射系数仿真结果,可以看出四个通道的-10 dB  $|S_{11}|$ 通带的最低频点在23.9 GHz到24.55 GHz范围内,相应的最高频点相对于图4变化不大,在27.2~27.4 GHz范围内,同时1H和2V通道的反射系数在通带内相对于图4中反射系数有一定恶化,但仍低于-10 dB,这主要是由于芯片和天线单元的相对位置限制,从而不同通道采用了不等半径的弯折线,进而恶化了阻抗匹配。

图8(b)给出了相应通道输出端单独激励时的天线单元在24~27.5 GHz频段内的方向性系数和实际增益(Realized Gain)的仿真结果,同时给出了方向性系数和实际增益的仿真差值,以此差值可以评估各通道的传输损耗(包含天线的仿真介质损耗和导体损耗),可以看出,该差值在24.55~27.2 GHz范围内均低于1.5 dB,且在24.55~27 GHz范围内稳定在1 dB上下,进而说明采用的芯片到天线的互连接

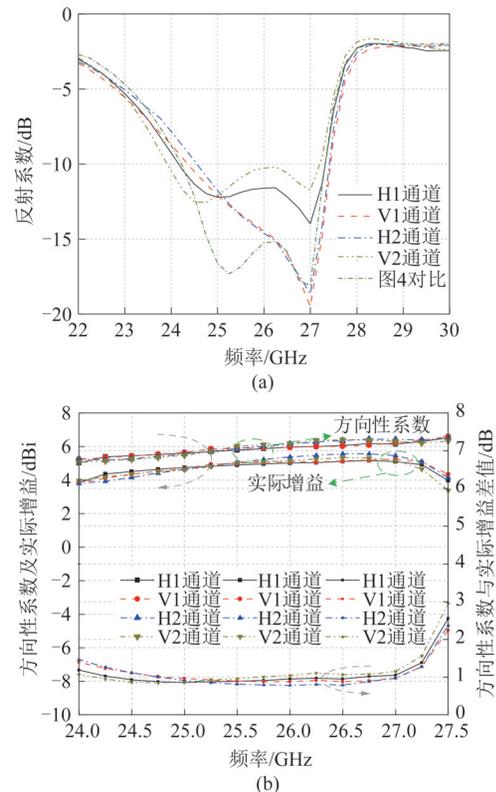


图8(a) 各射频输出通道反射系数仿真结果和(b)各通道单独激励时天线方向性系数、实际增益仿真结果以及差值

Fig. 8 (a) Simulated results of each RF output port and (b) simulated results of directivities, realized gains and the differences between them for the antenna element under single port excitation

构是合适且可靠的。

## 2 有源相控阵天线模组测试

### 2.1 波束扫描特性

4×4有源相控阵天线模组的实物图和远场暗室测试照片分别如图9和图10所示,图9中的相控阵天线模组实物的尺寸约为60 mm×45 mm×2 mm,参考文献[22]中指出,在一个有限大阵列的四周添加哑元,可以给边缘单元提供更接近中心区域单元的电磁环境,因而在馈电的天线单元周围设置了一圈不加馈电的哑元,可用来改善阵列的边缘效应,在满足远场条件的收发天线距离下进行了远场方向图测试(相控阵天线处于发射状态,标准喇叭天线作为接收天线),在进行远场扫描方向图测试时,图10中的相控阵天线和接收标准喇叭天线分别和矢量网络分析仪的两个端口相连接,同时接收标准喇叭天线放置在可电控旋转的转台臂上,另外固定相控阵天线的亚克力支架则放置在转台中央。在对每个天线单元的两个极化状态都进行幅度和相位校准后,通过矢量网络分析仪获得测试数据,其中26 GHz频点的测试和仿真远场方向图曲线(H极化E面,V极化E面,H极化H面以及V极化H面)如图11所示,图中单元相位差为30度、58.5度、86度和

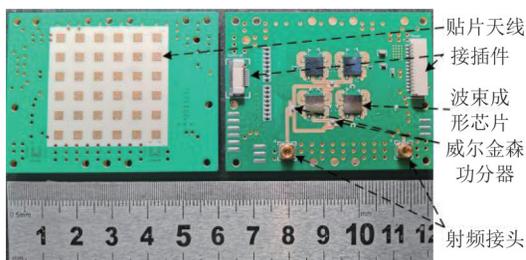


图9 相控阵天线模组实物照片

Fig. 9 Photograph of the phased array antenna prototype

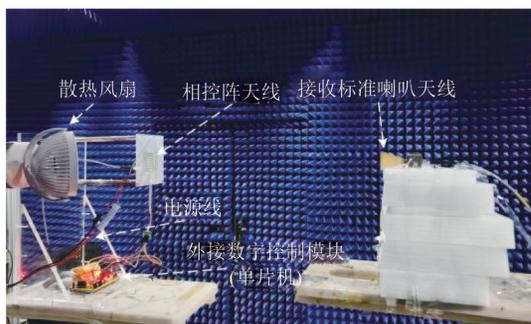


图10 远场暗室天线阵列模组测试照片

Fig. 10 Photograph of the antenna array measurement in the anechoic far-field chamber

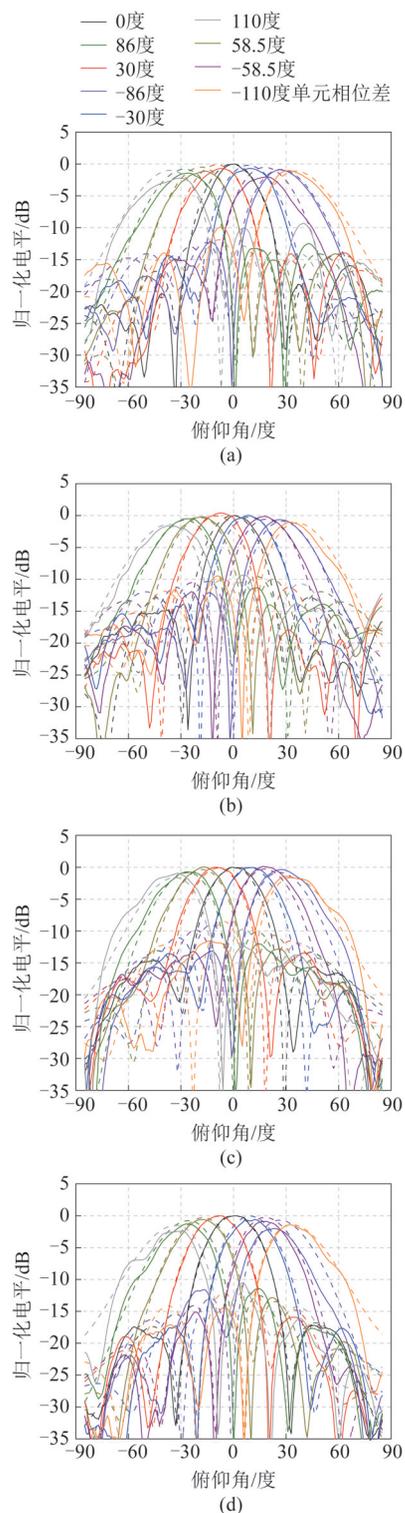


图11 (a)H极化E面扫描方向图,(b)V极化E面扫描方向图,(c)H极化H面扫描方向图,(d)V极化H面扫描方向图(虚线:仿真;实线:测试)

Fig. 11 (a) Beam-scanning far-field pattern at the E-plane for H polarization, (b) beam-scanning far-field pattern at the E-plane for V polarization, (c) beam-scanning far-field pattern at the H-plane for H polarization, (d) beam-scanning far-field pattern at the H-plane for V polarization (dashed line: simulation; solid line: measurement)

110度,对应的是5.5 mm间距的理想点源阵列在26 GHz频点的扫描角分别为10度、20度、30度和40度,可以看出测试的扫描方向图曲线和仿真方向图曲线吻合较好,并且E面和H面两个极化方向图在归一化电平不低于-3 dB的条件下具有不小于 $\pm 40^\circ$ 的波束扫描范围,另外E面和H面的扫描方向图的主瓣电平比分别不低于7.06 dB和8.13 dB。

## 2.2 交叉极化特性

基于图1的阵列架构,可以看出一块波束成形芯片外接的四个双极化天线单元,其天线馈电点关于四个天线单元组成子阵列的中心完全对称,采用这种排布方式可以在芯片封装尺寸相对天线单元间距差不多的情况下,为芯片射频输出端到天线单元的层间转接提供足够的设计空间,除此之外,这种设计方法可以提高双极化天线阵列的极化纯度<sup>[23]</sup>。作为对以上结论的验证,该有源相控阵天线的两个极化在0度激励相位差(法向主波束)和作为对比的110度激励相位差条件下的测试归一化交叉极化电平如图12所示,相比于图4中的天线单元的仿真归一化交叉极化电平(半功率波束宽度范围内最高为-13.2 dB左右),可以发现阵列的归一化交叉极化电平在相同的波束宽度范围内最大值分别为-19.1 dB和-18.3 dB,有至少5 dB的改善幅度,从而验证了这种馈电点排布方式的优势。

## 2.3 发射EIRP

这里使用对比法来计算不同频点的1 dB压缩点处的发射EIRP,相关的测试示意框图和测试的发射EIRP数据整理在图13中,图13(a)和图13(b)分别表示发射端为有源相控阵天线以及标准喇叭天线的收发测试示意图,其中两组测试的收发天线间隔一致(保持空间损耗 $L_{OTA}$ 一致),此外发射端和接收端的馈电同轴线在两组测试中长度分别保持一致(保持发射端和接收端的馈电线插入损耗 $L_T$ 和 $L_R$ 一致),发射状态下的相控阵天线的通道增益和阵列增益可合并表示为 $G_T$ ,发射标准喇叭天线和接收标准喇叭天线的增益分别为在图13(a)中通过逐步增加发射功率并逐步采集对应的接收功率 $P_{R1}$ ,可以记录发射天线达到1 dB压缩点对应的发射功率 $P_T$ ,再在图13(b)中设置相同的发射功率 $P_T$ ,并采集对应的接收功率 $P_{R2}$ ,从而建立下式所示的数学关系:

$$P_T - L_T + G_T - L_{OTA} + G_{horn1} - L_R = P_{R1}, \quad (1a)$$

$$P_T - L_T + G_{horn2} - L_{OTA} + G_{horn1} - L_R = P_{R2}, \quad (1b)$$

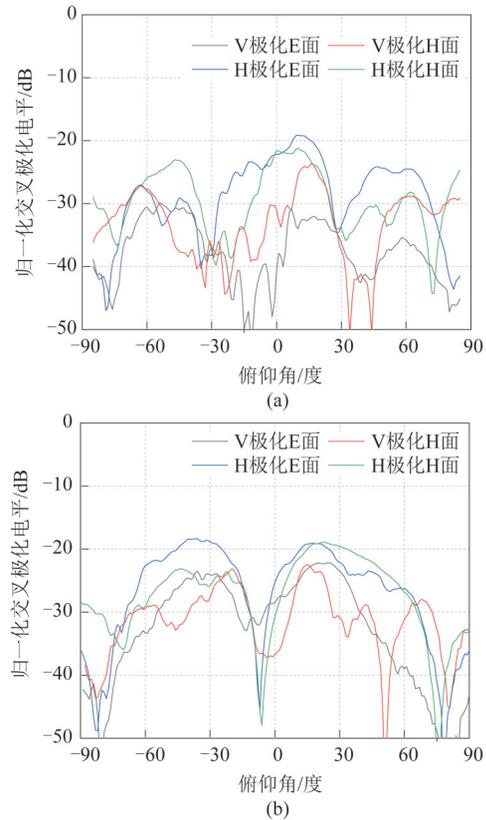


图12 (a)0度相位差条件下测试归一化交叉极化电平,(b)110度相位差条件下测试归一化交叉极化电平

Fig. 12 (a) Measured normalized cross-polarization power level under 0 degree phase shift condition, (b) measured normalized cross-polarization power level under 110 degrees phase shift condition

发射天线的EIRP可以由下式给出:

$$EIRP = P_T - L_T + G_T, \quad (2)$$

结合式(1)和式(2),可以得到如下式所示的EIRP表达式:

$$EIRP = P_T - L_T + G_{horn2} + P_{R1} - P_{R2}, \quad (3)$$

基于式(3)可以计算得到24~27.5 GHz频段下的对应发射1 dB压缩点的EIRP,上式中所有变量的单位均为对数单位,测试结果如图14所示,可以看出两个极化的发射EIRP随频率变化趋势较为一致,对于V极化和H极化在24~27.5 GHz频段内的EIRP波动分别小于3.1 dB和2.7 dB,且V极化和H极化分别在27.5 GHz和26.5 GHz频点处取得最大值,分别为45.74 dBm和46.12 dBm。另外,H极化在大部分频点位置的EIRP略大于V极化对应频点的EIRP的原因可能有两点,一是H极化的输入馈电线大部分为走中间层的带状线,减小了辐射损耗,二是波束成形芯片的H极化和V极化的发射通道的通道增益不完全一致,综合看来在24~27.5 GHz频段内的

相控阵发射性能较为稳定。

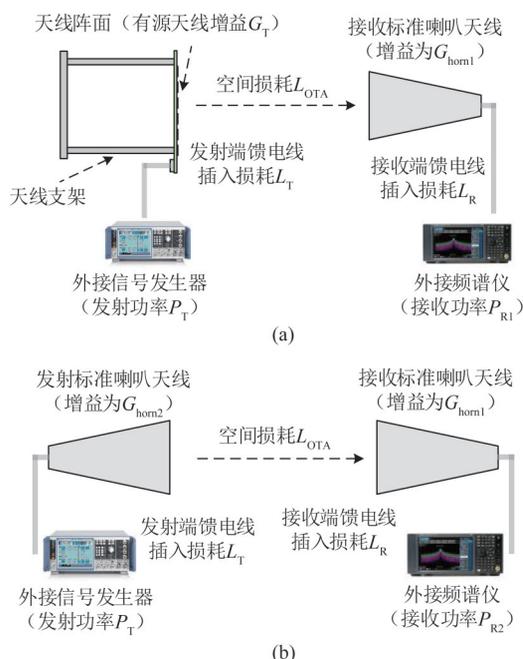


图 13(a) 相控阵天线作为发射天线的收发测试示意图, (b) 标准喇叭天线作为发射天线的收发测试示意图

Fig. 13 (a) The sketch of the transmit-receive measurement with the phased array as the transmitting antenna, (b) the sketch of the transmit-receive measurement with the standard horn antenna as the transmitting antenna

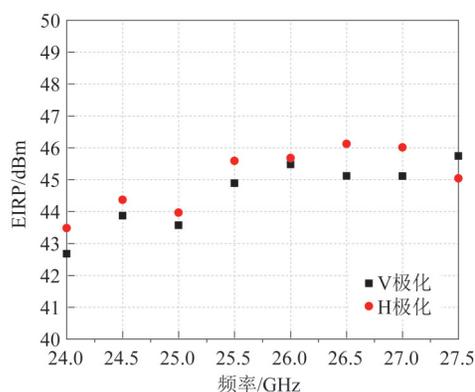


图 14 相控阵天线处于 1 dB 压缩点状态下的发射 EIRP 测试结果

Fig. 14 Measured transmitting EIRP of the phased array at the 1 dB compression point

### 3 结论

本文研制了一种板状高集成度双极化有源相控阵天线模组,通过在多层 PCB 的顶层设置威尔金森功分器馈电传输网络、波束成形芯片、接插件、射频接头、去耦电容和电阻,在底层印制双极化天线单元,并在中间层设置 H 极化的射频传输线、芯片

的数字控制层、电源层和若干地层,再通过接插件外接数字控制模块和电源,实现了尺寸为 60 mm×45 mm×2 mm 的 4×4 的高集成度有源相控阵天线模组。两个极化分别在 E 面和 H 面实现了不小于±40 度的波束扫描范围(不大于 3 dB 的电平下降),并且通过天线馈电点的对称排布,测试得到较低的交叉极化电平,同时在 24~27.5 GHz 全频段的发射 EIRP 分别具有 45.74 dBm 和 46.12 dBm 的最大值。

### References

- [1] Jacomb-Hood A, Lier E. Multibeam active phased arrays for communications satellites [J]. *IEEE Microwave Magazine*, 2000, **1**(4):40-47.
- [2] Brookner E. Phased array radars—past, present and future [C]. *Proceedings of RADAR*, 2002: 104-113.
- [3] Hong W, Jiang Z H, Yu C, *et al.* Multibeam antenna technologies for 5G wireless communications [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, **65**(12): 6231-6249.
- [4] Huang J. Crucial integration technology of T/R module for millimeter-wave active phased array [J]. *Telecommunication Engineering*, 2011, **51**(2): 1-6. (黄建. 毫米波有源相控阵 TR 组件集成技术. *电讯技术*), 2011, **51**(2): 1-6.
- [5] Zhou Z P. Millimeter wave active phased array antenna technology [J]. *Journal of Microwaves*, 2018, **34**(1): 1-5. (周志鹏. 毫米波有源相控阵天线技术. *微波学报*), 2018, **34**(1): 1-5.
- [6] Xiao C Y, Zhang B, Liu G, *et al.* Highly integrated active phased array antenna [J]. *Journal of Microwaves*, 2018, **34**(4): 1-5. (肖昌怡, 张波, 刘港, 等. 高集成度有源相控阵天线. *微波学报*), 2018, **34**(4): 1-5.
- [7] He L T, Zhang K F, Hu J Y. Thermal design of millimeter-wave active phased array antenna [J]. *Machinery and Electronics*, 2018, **36**(3): 23-27. (何林涛, 张克非, 胡家渝. 毫米波有源相控阵天线热设计. *机械与电子*), 2018, **36**(3): 23-27.
- [8] Herd J S, Conway M D. The evolution to modern phased array architectures [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2016, **104**(3): 519-529.
- [9] Zhang Y P, Liu D. Antenna-on-chip and antenna-in-package solutions to highly integrated millimeter-wave devices for wireless communications [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, **57**(10): 2830-2841.
- [10] Khalilsarai M B, Yang T, Haghghatshoar S, *et al.* Dual-polarized FDD massive MIMO: a comprehensive framework [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, **21**(2): 840-854.
- [11] Zehir S, Gurbuz O D, Kar-Roy A, *et al.* 60-GHz 64- and 256-elements wafer-scale phased-array transmitters using full-reticle and subreticle stitching techniques [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2016, **64**(12): 4701-4719.
- [12] Kodak U, Rupakula B, Zehir S, *et al.* 60-GHz 64- and 256-element dual-polarized dual-beam wafer-scale phased-array transceivers with reticle-to-reticle stitching

- [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, **68**(7): 2745–2767.
- [13] Li S, Zhang Z, Rupakula B, *et al.* An eight-element 140-GHz wafer-scale IF beamforming phased-array receiver with 64-QAM operation in CMOS RFSOI[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2022, **57**(2): 385–399.
- [14] Cohen E, Ruberto M, Cohen M, *et al.* A CMOS bidirectional 32-element phased-array transceiver at 60 GHz with LTCC antenna[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, **61**(3): 1359–1375.
- [15] Sowlati T, Sarkar S, Perumana B, *et al.* A 60GHz 144-element phased-array transceiver with 51dBm maximum EIRP and  $\pm 60^\circ$  beam steering for backhaul application [C]. IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), 2018: 66–68.
- [16] Gu X, Liu D, Baks C, *et al.* Development, implementation, and characterization of a 64-element dual-polarized phased-array antenna module for 28-GHz high-speed data communications [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2019, **67**(7): 2975–2984.
- [17] Rupakula B, Zahir S, Rebeiz G M. Low complexity 54 – 63-GHz transmit/receive 64- and 128-element 2-D-scanning phased-arrays on multilayer organic substrates with 64-QAM 30-Gbps data rates[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2019, **67**(12): 5268–5281.
- [18] Yin Y, Zahir S, Kanar T, *et al.* A 37 – 42-GHz  $8 \times 8$  phased-array with 48 – 51-dBm EIRP, 64 – QAM 30-Gb/s data rates, and EVM analysis versus channel RMS errors [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, **68**(11): 4753–4764.
- [19] Aljuhani A H, Kanar T, Zahir S, *et al.* A 256-element Ku-band polarization agile SATCOM transmit phased array with wide-scan angles, low cross polarization, deep nulls, and 36.5-dBW EIRP per polarization [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, **69**(5): 2594–2608.
- [20] Balanis C. Antenna theory analysis and design [M]. 4th ed. New Jersey: Wiley, 2016, 800–805.
- [21] Liu N W, Zhu L, Choi W W, *et al.* A low-profile aperture-coupled microstrip antenna with enhanced bandwidth under dual resonance [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, **65**(3): 1055–1062.
- [22] Xia R L. Research on wide-angle wideband scanning phased array antennas [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2017. (夏润梁. 相控阵天线宽角宽带扫描方法研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2017.
- [23] Granholm J, Woelders K. Dual polarization stacked microstrip patch antenna array with very low cross-polarization [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001, **49**(10): 1393–1402.