

# 用于亚毫米波天文成像的片上集成双频宽带缝隙阵列天线设计\*

孙仕霖<sup>1</sup> 黄厚曾<sup>1</sup> 史贤东<sup>1</sup> 赵悦辰<sup>1</sup> 刘德君<sup>1,2</sup> 杜伟杰<sup>1,2†</sup>

(1 上海师范大学上海市星系与宇宙学半解析研究重点实验室 上海 200234)

(2 上海师范大学物理系 上海 200234)

**摘要** 该研究设计并优化了一种用于亚毫米波天文成像芯片的双频宽带缝隙阵列天线. 该天线阵列可以集成在亚毫米波天文成像芯片上实现信号接收和频率选择的功能, 同时阵列式天线有效约束了辐射方向, 并与望远镜系统的光路高度匹配, 从而提高了光学效率. 此设计不仅简化了成像系统前端光路的结构, 还有效降低了噪声, 提升了系统的灵敏度. 双频天线的带宽覆盖中心频率为 230 GHz 和 350 GHz 两个亚毫米波常用探测窗口; 采用阻抗渐变式的微带线构成馈电网络, 同时满足双频阵列天线在两个频率窗口上的阻抗匹配; 以双频缝隙天线单元组成 8×8 阵列, 该阵列天线在 230 GHz 最大增益为 15.3 dBi、主瓣宽度为 21.1°、旁瓣抑制为 -11.4 dB; 在 350 GHz 最大增益为 15.5 dBi、主瓣宽度为 18.7°、旁瓣抑制为 -13.5 dB, 具有高增益低旁瓣的特性, 且波瓣与成像系统的光路相匹配. 进一步以该天线的设计思想在微波波段加工并实测了 15 GHz 和 23 GHz 的缝隙天线单元与阵列, 其实测结果与仿真结果有较高的一致性, 验证了该片上集成缝隙阵列天线用于亚毫米波成像芯片的可行性.

**关键词** 亚毫米波; 宽带成像; 仪器: 天线阵列; 方法: 仿真模拟

**中图分类号**: P111; **文献标识码**: A

## 1 引言

亚毫米波(也称太赫兹波)泛指波长 0.1–1 mm, 频率 0.3–3 THz 的电磁波, 是天文学最后一个有待全面开发的电磁波段. 该波段的电磁波穿透星际介质的消光远低于可见光区和近红外区<sup>[1–2]</sup>, 因此亚毫米波段的观测与研究对宇宙和星系的结构形成和演化、星系气体动力学等领域均具有非常重要的意义. 亚毫米波探测已成为当代天文探测最前沿的研究领域之一. 亚毫米波探测的方式主要有谱线和成像两种. 相比谱线探测, 直接成像可以

快速揭示一个天区在亚毫米波段上的辐射能量分布, 为亚毫米波天文观测带来更清晰直观的感受, 同时提高巡天效率. 所以高分辨率、大视场成像一直是天文研究人员的追求. 随着近年来高灵敏度超导转变边沿探测器(Transition Edge Sensor, TES)和超导动态电感探测器(Kinetic Inductance Detector, KID)的发展以及大规模读出复用技术的突破, 亚毫米大规模阵列探测器以及超宽带频谱仪技术等得到快速发展. 这些新观测技术为宇宙微波背景探测、早期宇宙、星系形成以及恒星形成初始条件等研究领域带来前所未有的突破性

2024-12-23收到原稿, 2025-02-11收到修改稿

\*国家自然科学基金项目(12273024、62205211), 上海市科委地方院校能力建设计划项目(23010503900)资助

† duweijie@shnu.edu.cn

进展. 近年来, KID由于其优越的频分复用读出特性越来越受到各天文研究团队的重视, 发展越来越快, 如 NIKA (New IRAM (Institut de radioastronomie millimétrique) KID Array)、NIKA-2、AMKID (Advanced Microwave Kinetic Inductance Detector)、BLAST-TNG (Next Generation Balloon-Borne Large Aperture Submillimeter Telescope)和 SuperSpec (Super Spectrometer)等都采用了该技术<sup>[3-6]</sup>. 开发高分辨率的KID成像是各大毫米/亚毫米的望远镜上的重要任务.

目前KID芯片的设计主要有1/4波长谐振器和集总参数谐振器两种方案. 1/4波长谐振器通过改变其本身长度来改变谐振器的谐振频率, 通过频分复用的方式, 在一条馈线上耦合上百个阵列实现大阵列的读出, 紫金山天文台开发的850 GHz、1024像元的KID探测器基于该方案<sup>[7]</sup>. 该方案的电路主要采用共面波导构成, 具有很低的传输损耗与色散, 信号线之间干扰小, 更利于小型化集成, 在高频时表现更好. 但需要使用硅透镜将入射的亚毫米波信号聚焦到天线处, 导致额外损耗. 集总参数谐振器分为电感和电容两部分, 谐振频率通过改变电容线的长度来调节, 谐振器通过频分复用的方式读出. 由于采用集总参数设计, 电流分布于电感线上, 整个电感区域都可以作为亚毫米波光子的吸收区. 优点是设计简洁、工艺简单, 缺点是光子吸收效率低, 需要设计额外的抗反射结构来增大吸收. 由于相邻的像素之间需要较宽的接地来隔离串扰, 总体光学效率不高, NIKA-2采用了这个方案<sup>[8]</sup>. 通过分析更多的KID芯片, 如AMKID、BLAST-TNG等<sup>[9-10]</sup>, 不难发现目前其他主流的亚毫米波成像芯片也都基于上述两个方案.

对于整个亚毫米波成像系统, 其设计思想是为每一个需要观测的窗口单独设计一块成像芯片, 观测窗口的选择主要依赖于前端的光学滤波组件. 如NIKA2利用多组冷光学滤波组件将不同通道的信号滤出来, 入射到相应频段的成像芯片上. 复杂的前端光学系统以及多块成像芯片的安置使得整个低温恒温器无比庞大, 对望远镜本身空间和制冷功率都提出了极高的要求, 而且信号在前端光

学部件上多次反射, 透射也会降低光学效率, 引入额外的噪声导致系统灵敏度的降低. 此外, 在整个亚毫米波段上有许多个大气窗口, 研究人员希望能同时观测不同窗口上的成像, 如230 GHz、350 GHz频段对应CO分子不同转动能级的信息, 这些对亚毫米成像芯片和系统的设计提出了更高的要求. 要使得整个成像系统的设计简单化、小型化, 关键还是在KID芯片的设计上, 即如何将一部分准光学系统集成到芯片上以及如何使芯片可以同时多个频段窗口的信号产生响应, 使用片上集成的阵列天线设计将很好地解决这个问题. 在LCT (Leighton Chajnantor Telescope)亚毫米波望远镜(原CSO (Caltech Submillimeter Observatory)望远镜)上的亚毫米波相机MUSIC (Multiwavelength Submillimeter Kinetic Inductance Camera)的设计中, 使用了超宽带的片上集成阵列天线和滤波器<sup>[11-12]</sup>, 实现了对多个窗口信号的同步采集和成像, 大大简化了整个成像系统的设计.

由于MUSIC使用的是超宽带天线加滤波器分离各窗口的设计, 其带宽覆盖100–400 GHz, 由于超宽带天线阻抗难以在多个频段上实现一致, 因此天线的整体效率较低. 本工作针对LCT亚毫米波望远镜升级成像系统的需求, 设计并优化了一种片上集成的双频宽带阵列天线, 改善了原MUSIC上超宽带天线效率低的问题. 采用微带线耦合的平面缝隙天线为单元, 其带宽与单个大气窗口的带宽相当, 并采用阻抗渐变式的微带线组成馈电网络组成阵列, 提高了馈电网络对不同频率窗口的匹配. 此外, 在微波波段对该类微带耦合平面缝隙天线做了加工与实测, 验证了设计仿真结果和实际加工后的阵列天线在性能上的一致性和可用性.

## 2 设计与仿真

图1展示了微带线耦合式平面缝隙天线单元的结构示意图. 该天线的缝隙输入阻抗特性与经典半波对称振子天线具有同源性, 呈现典型的左右对称分布特征. 微带传输线与辐射缝隙采用正交耦合方式, 馈电点即设置在两者的正交交点处. 为实现阻抗匹配优化, 在微带线末端串联矩形贴片

电容, 通过容性补偿消除天线阻抗中的虚部分量, 从而获得纯实数输入阻抗. 针对双馈电结构特点, 采用T型功分器对两侧馈电信号进行等相位的并联合成.

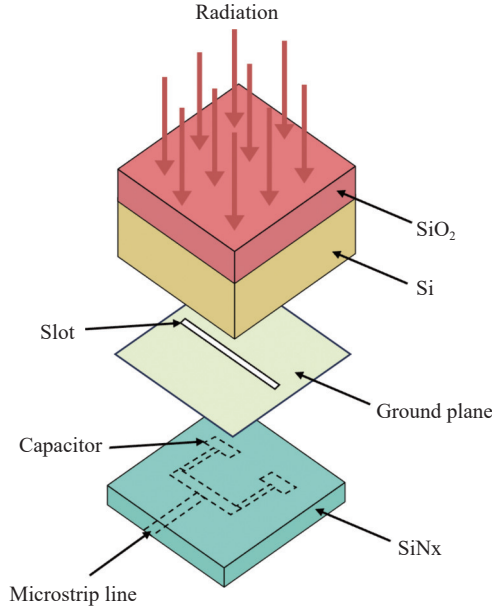


图 1 微带耦合缝隙天线单元三维结构示意图

Fig. 1 Schematic of the three-dimensional structure of a microstrip-coupled slot antenna unit

由于天线系统在高介电常数介质中具有更强的辐射效能, 工程上优选相对介电常数 $\epsilon_r=11.9$ 的硅作为衬底, 以实现电磁波能量向硅衬底的定向辐射. 为改善界面匹配特性, 特别在硅衬底表面设置了增透层结构, 有效抑制界面反射造成的信号损耗.

为了使缝隙在特定的频率下谐振, 缝隙的长度应该等于半波长. 由于缝隙处于Si与SiNx界面上, 缝隙中的等效波长由下式给出<sup>[13]</sup>:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\frac{\epsilon_{r,Si} + \epsilon_{r,Air}}{2}}}, \quad (1)$$

其中 $\lambda_g$ 为介质中的等效波长,  $\lambda_0$ 为自由空间的波长,  $\epsilon_{r,Si}$ 为Si相对介电常数,  $\epsilon_{r,Air}$ 为空气相对介电常数.

在天线单元设计流程中, 首先依据(1)式推导

缝隙谐振长度的理论计算值, 继而通过电磁仿真对理论值进行迭代优化. 通过调节缝隙几何尺寸, 使目标谐振频率处的输入阻抗实部达到峰值响应, 从而确定最佳谐振长度. 然后通过参数扫描确定偏置馈电的距离. 图2 (a)为缝隙天线单元平面结构图, 其中 $l_p$ 、 $w_p$ 分别为矩形电容的长度和宽度,  $ms1$ 、 $ms2$ 分别为一级微带线与二级微带线宽度,  $L$ 、 $W$ 分别为缝隙长度和宽度,  $offset$ 为偏置馈电距离. 图2 (b)为缝隙输入阻抗实部( $re-Z_{11}$ )的频率响应曲线随 $offset$ 参数值的变化情况, 图2 (b)的仿真曲线表明: 馈电点横向偏移量与阻抗实部呈现负相关特性, 通过位置调整可实现谐振点处输入阻抗实部与微带线特性阻抗的精确匹配. 最终确定230 GHz频段的缝隙长度为244  $\mu m$ , 350 GHz频段缝隙长度为153  $\mu m$ . 在此基础上对缝隙宽度、矩形贴片电容的几何参数实施协同优化, 确保实现回波损耗最小化. 表1为缝隙单元结构的详细参数, 金属材料为Nb, 介质层材料为SiNx, 相对介电常数 $\epsilon_r=7$ , 介质层厚度为400 nm, Si衬底厚度为365  $\mu m$ . 基于工艺可行性考量, 最终选定特性阻抗20  $\Omega$ 的微带传输线(50  $\Omega$ 标准线将导致微带线宽过窄, 超出常规加工精度), 该设计有效平衡了阻抗匹配要求与微加工工艺约束.

通过建立模型仿真得到两个频段缝隙天线单元反射系数( $S_{11}$ )如图3所示. 230 GHz频段缝隙天线的中心频率为236 GHz,  $S_{11}$ 最低值-25 dB, 其 $S_{11}$ 的-10 dB带宽, 也就是反射功率与入射功率之比小于0.1的频率范围为214-258 GHz; 350 GHz频段缝隙天线的中心频率为348 GHz,  $S_{11}$ 最低值-27 dB,  $S_{11}$ 的-10 dB带宽为317-379 GHz, 两个缝隙天线单元的带宽都覆盖了相对应的亚毫米波大气透射窗口.

馈电网络是天线的重要组成部分, 馈电网络的带宽往往限制了整个天线阵列的带宽<sup>[14]</sup>. 目前微带天线中常使用基于1/4波长阻抗变换的威尔金森功分器. 对于单一频率的窄带天线威尔金森功分器能实现较好的阻抗匹配<sup>[15-16]</sup>, 但当频率偏移中心频率时1/4波长阻抗变换节的电长度也随之变化, 进而导致阻抗失配<sup>[17-18]</sup>. 为满足馈电网络的宽带阻抗匹配需求, 本文采用阻抗渐变微带结构替代分

立的1/4波长阻抗变换器. 该结构通过微带线宽度的连续渐变构建阻抗渐变特性. 其核心原理在于: 渐变线宽形成的平滑阻抗过渡可有效抑制分立式阻抗变换器固有的阻抗阶跃, 从而显著扩展工作

带宽. 同时为了防止中心频率处的失配, 渐变长度应大于 $\lambda_g/2$ . 通过将上述渐变微带结构与T型功分器进行拓扑集成, 可以构成符合设计要求的宽带并联馈电网络.

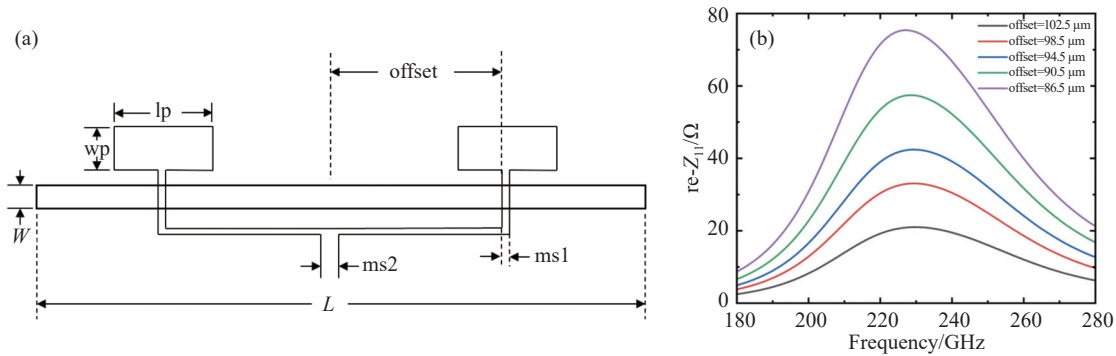


图 2 (a)缝隙天线单元平面图. (b)不同offset下缝隙输入阻抗实部.

Fig. 2 (a) Plan view of the slot antenna unit. (b) Real part of the input impedance at different offset.

表 1 缝隙天线单元参数(单位:  $\mu\text{m}$ )  
Table 1 Parameters of slot antenna unit (unit:  $\mu\text{m}$ )

	<i>L</i>	<i>W</i>	<i>wp</i>	<i>lp</i>	offset	<i>ms1</i>	<i>ms2</i>
230 GHz	235	4.5	10	20	98.5	1	2.6
350 GHz	151	3	10	10	63.5	1	2.6

图4为阻抗渐变并联馈电网络拓扑图, 激励端口通过多段阻抗渐变传输线完成阻抗变换, 各节

阻抗渐变传输线之间通过T型功分器连接以此形成整体的网络. 为了改善微带线转弯处的寄生电容, 在转弯处对微带线进行倒角处理. 对该馈电网络进行了仿真分析, 仿真结果如图5所示, 展示了一分四、一分八、一分十六阻抗渐变馈电网络的 $S$ 参数, 其中 $S_{11}$ 、 $S_{21}$ 分别为反射系数与透射系数, 两者均属于 $S$ 参数. 从210 GHz到370 GHz整个频段 $S_{11}$ 都低于 $-15$  dB, 在整个带宽上 $S_{21}$ 保持高度一致性. 且3个馈电网络的 $S_{21}$ 分别为 $-6.1$  dB、 $-9.07$  dB、 $-12.2$  dB符合功率均分理论.

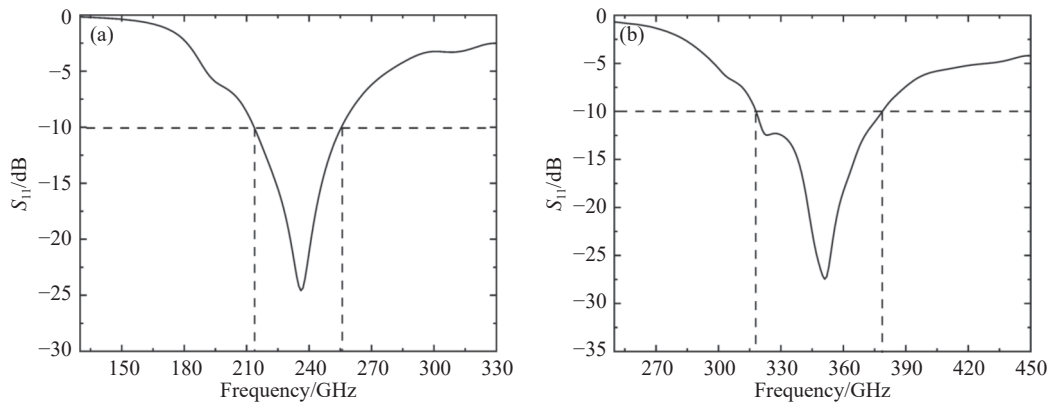


图 3 230 GHz (a)和350 GHz (b)频段缝隙天线单元的反射系数

Fig. 3 Reflection coefficient of slot antenna units in the 230 GHz band (a) and 350 GHz band (b)



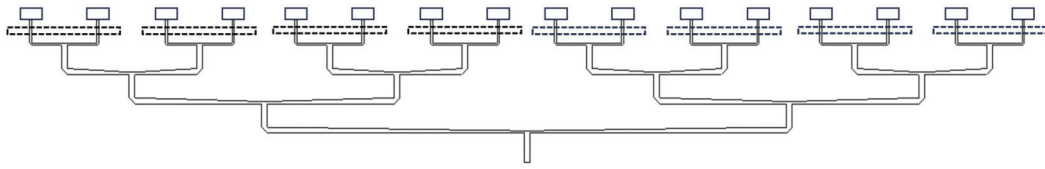


图 4 并联馈电网络拓扑图

Fig. 4 Topological diagram of the feed network

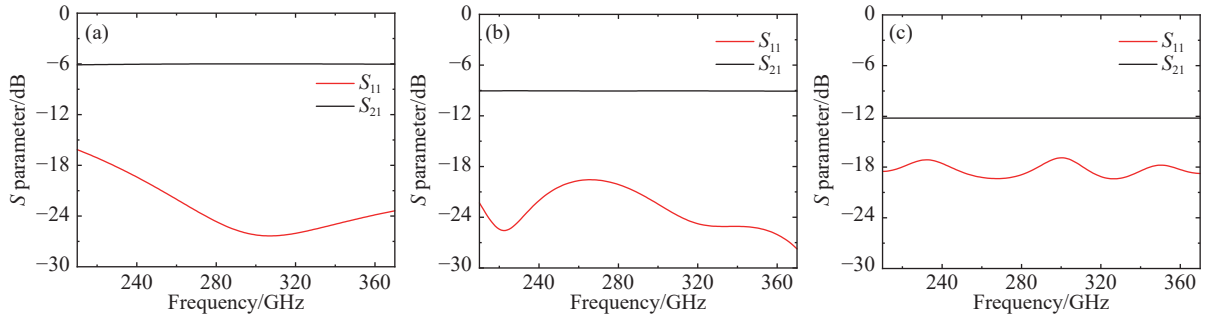
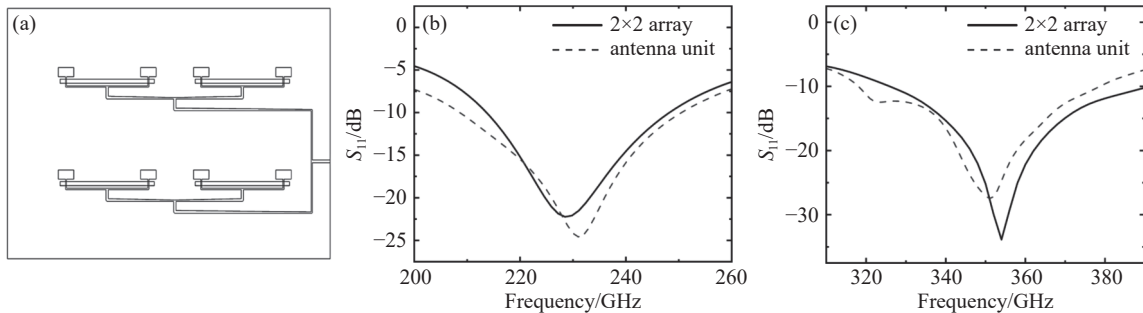


图 5 (a)一分四、(b)一分八和(c)一分十六阻抗渐变馈电网络反射系数与透射系数。

Fig. 5 Reflection and transmission coefficient for (a) one-quarter, (b) one-eighth, and (c) one-sixteenth feed networks with tapered impedance.

在确定宽带馈电网络的结构之后, 我们用该馈电网络分别设计了230 GHz、350 GHz频段的 $2 \times 2$ 缝隙阵列天线. 各缝隙天线单元通过并联阻抗渐变馈电网络连接, 确保每个缝隙距离端口的电长度一致, 从而使各天线单元之间不存在相位差. 两个频段的阵列天线的反射系数如图6所示, 图6(a)为 $2 \times 2$ 天线阵列并联结构示意图. 图6(b)、(c)中实线分别为230 GHz频段与350 GHz频段 $2 \times 2$ 阵列的反射系数, 虚线分别为230 GHz、350

GHz天线单元的反射系数. 虚线与实线频率窗口相吻合, 表明阵列与天线单元的有效工作带宽呈现高度一致性. 该现象验证了基于阻抗渐变结构的馈电网络设计可以实现多单元协同匹配下的宽带阻抗变换. 特别是通过渐变微带线与T型功分器的混合拓扑结构, 有效解决了毫米波频段大规模阵列的宽带匹配难题, 验证了该阻抗渐变馈电网络在毫米波频段宽带信号接收的适用性.

图 6 (a)  $2 \times 2$ 阵列结构图. (b) 230 GHz  $2 \times 2$ 阵列反射系数. (c) 350 GHz  $2 \times 2$ 阵列反射系数.Fig. 6 (a) Structure diagram of a  $2 \times 2$  array. (b) Reflection coefficient of the 230 GHz  $2 \times 2$  array. (c) Reflection coefficient of the 350 GHz  $2 \times 2$  array.

我们进一步将230 GHz与350 GHz两个频段的缝隙天线单元通过馈电网络并联以观察馈电网络的双频宽带匹配特性, 图7 (a)为两个频段缝隙天线单元并联结构图, 该并联结构的端口反射系数如图7 (b)所示. 结果表明在-10 dB反射系数以下存在两个频率窗口228–257 GHz和327–358 GHz, 分别对应两个缝隙天线单元的频率窗口. 说明该馈电网络可以实现超大带宽上两个频率窗口的阻抗匹配以及信号接收. 需要指出的是, 由于两个缝

隙天线单元的带宽较宽, 并通过功分器连接. 因此它们之间的隔离度较差, 导致两路信号相互干扰, 从而造成两个频带上信号的衰减和频率变化. 在实际双频阵列天线的电路中, 将使用带通滤波器进一步匹配两个亚毫米波探测窗口的频带(本文未给出带通滤波器设计), 将不需要的信号完全滤除, 最后再把两个频段的信号合为一, 两路信号相互干扰的问题将可以避免.

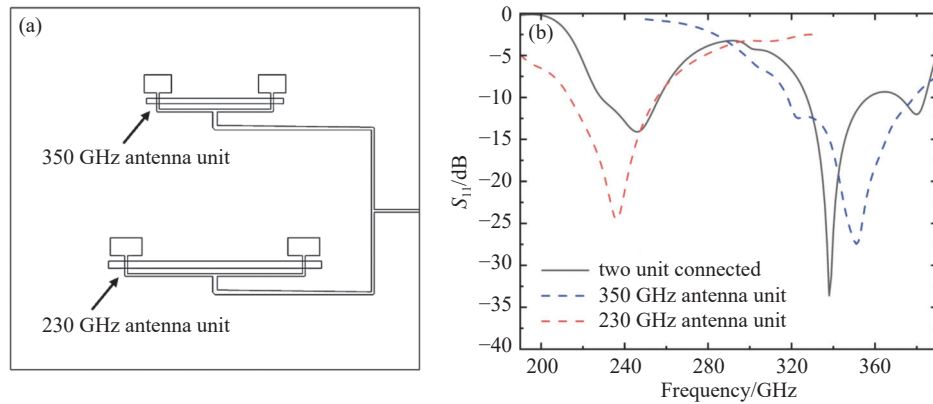


图 7 (a) 230 GHz与350 GHz单元并联结构图. (b) 230 GHz与350 GHz单元并联反射系数.

Fig. 7 (a) Diagram of a dual-band unit in 230 GHz and 350 GHz. (b) Reflection coefficient of the dual-band unit in 230 GHz and 350 GHz.

对于天线阵列而言, 天线单元的空间排布方式以及单元之间距离决定了天线阵列的辐射方向, 最大增益, 波束角等特性<sup>[19]</sup>. 而本文所设计的缝隙天线阵列的波束角大小要求与LCT望远镜的光路相匹配. LCT望远镜焦点处透镜系统的焦比 $F/\#$ 为3即透镜的焦距 $f$ 与透镜直径 $D$ 的比值为3<sup>[20]</sup>, 则与之相匹配的天线阵列的增益主瓣半高宽 $\theta$ 由(3)式给出

$$F/\# = \frac{f}{D} = 3. \quad (2)$$

$$\theta = 2 \times \arctan \frac{1}{2F/\#} = 18.9^\circ. \quad (3)$$

基于缝隙天线的辐射机理分析, 其电磁能量辐射本质源于接地层缝隙边缘的电场分布特性. 因此, 在阵列设计中必须确保相邻辐射单元间保持适当的间距: 间距下限由电场分布完整性决定, 需避免

过近排列导致边缘电场相互干扰而出现电场分布截断效应; 间距上限则受阵列理论约束, 大的单元间距将引发阵列方向图的栅瓣效应, 造成辐射能量分散, 导致天线增益显著下降<sup>[21]</sup>. 通过仿真优化两种缝隙的空间排布距离, 最终确定 $8 \times 8$ 天线阵列两个频率单元横向和纵向的间距分别为 $310 \mu\text{m}$ 、 $330 \mu\text{m}$ , 这样设计可以在不影响缝隙本身辐射性能的情况下获得合适的增益和波束角. 在天线辐射特性理论中, E面定义为天线辐射过程中与电矢量平行的平面, H面定义为与磁场矢量平行的平面. 在仿真软件中建立模型并得到仿真结果, 该双窗口天线阵列在230 GHz、350 GHz频率处E面与H面增益如图8所示. 结果显示在230 GHz, 缝隙天线 $8 \times 8$ 阵列增益为15.3 dBi、主瓣宽度为 $21.1^\circ$ 、旁瓣抑制为-11.4 dB. 在350 GHz阵列增益为15.5 dBi、主瓣宽度为 $18.7^\circ$ 、旁瓣抑制为-13.5 dB.

两个频率的半波束宽度都与LCT望远镜透镜系统的焦比近似匹配,可以最大化成像系统的光学效率.

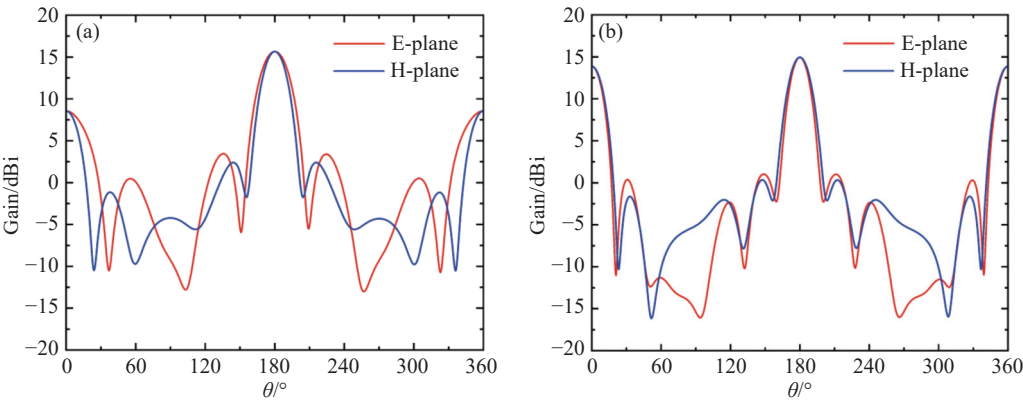


图 8 双频阵列天线的辐射方向图. (a)为230 GHz, (b)为350 GHz.

Fig. 8 Radiation patterns of the dual-band array antenna at (a) 230 GHz and (b) 350 GHz.

在LCT亚毫米波望远镜(原CSO望远镜)上的亚毫米波相机MUSIC的设计中,同样使用了超宽带的片上集成阵列天线,其使用长缝隙加32电容贴片的结构构成阵列天线.虽然在100–400 GHz覆盖多个大气亚毫米窗口实现了−3 dB超宽带响应,但其−10 dB阻抗带宽仅有10 GHz左右,对于单个频率窗口信号接收效率较低.此外在TES接收系统的前端天线中也有使用缝隙天线进行宽带毫米

波信号接收的例子,但由于缺少宽带馈电网络的设计导致其难以实现多窗口的宽带亚毫米波信号接收.表2列举了部分已发表的毫米波/亚毫米波缝隙天线性能对比,可以从与这些已发表天线设计的对比中看出该种用于亚毫米波天文成像的片上集成双频宽带缝隙阵列天线设计兼具双窗口、宽频带、高增益的特点.

表 2 毫米波/亚毫米波缝隙天线性能对比

Table 2 Performance comparison of Millimeter-wave/Submillimeter-wave slot antennas

Detector type	Sparameter (min)	Number of bands	Bandwidth (−10 dB)	FWHM	Gain
This study	−28 dB	2	45 GHz	18.7°/21.1°	15.3 dBi
Kids <sup>[10]</sup>	−10 dB	4	<10 GHz	16.8°	–
TES <sup>[12]</sup>	−32 dB	2	23 GHz	25°/17.5°	17.7 dBi
TES <sup>[22]</sup>	–	1	37 GHz	14°	–

3 天线加工与测试

上述片上集成阵列天线电路的最小线宽低至1 μm, 介质层SiN<sub>x</sub>仅为400 nm, 传统的天线制备工艺难以实现, 通常与整个成像芯片集成在一起加工, 且需要工作在超导状态, 测试难度极大. 为了验证所设计缝隙阵列天线的准确性和适用性, 综合考虑加工成本以及测试难度. 我们基于上述缝

隙天线原理在微波波段分别设计并加工了15 GHz和23 GHz的缝隙天线单元与4×4阵列天线. 之所以在微波波段只制备了4×4的阵列而非8×8, 原因有二: 一是天线很薄, 介质层仅厚10 mil (0.254 mm), 机械强度较差, 天线大了很容易弯曲形变, 造成测试上的误差; 二是馈线很细, 欧姆损耗较大, 大阵列的馈电效果不好, 也会引起测试结果的误差. 因而在微波波段的的天线只加工了4×4的阵

列, 并将实测结果与相应的4×4阵列仿真结果相对比.

天线层叠结构依次为微带线层、介质层、接地金属层, 其中微带线层与接地金属层为铜. 考虑到缝隙天线本身的宽带特性以及对电介质较低高频损耗的需求, 介质层使用Rogers5880高频层压板. 天线表面采用OSP (Organic Solderability

Preservatives)抗氧化工艺, 在洁净的裸铜表面以化学的方法长出一层有机膜. 该层有机膜具有抗氧化、耐热冲击、耐湿性等特性, 可以保护铜表面于常态环境中不再继续生锈. 天线实物如图9所示. 天线反射系数以及远场辐射性能在微波暗室中测量, 同时在电磁仿真软件中建立该天线的模型并得到仿真数据.

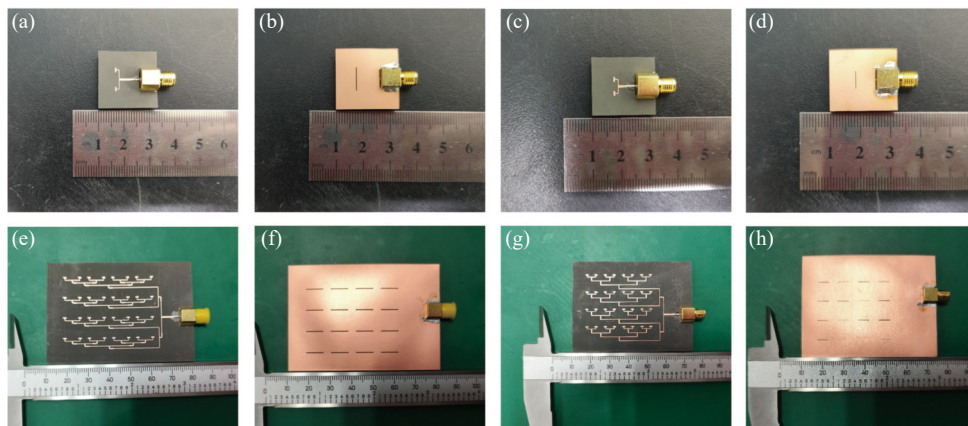


图9 图(a)、(b)分别为15 GHz缝隙天线单元正面和背面; 图(c)、(d)分别为23 GHz缝隙天线单元正面和背面; 图(e)、(f)分别为15 GHz 4×4缝隙天线阵列正面和背面; 图(g)、(h)分别为23 GHz 4×4缝隙天线阵列正面和背面.

Fig. 9 Panels (a), (b) are the front and back sides of the 15 GHz slot antenna unit respectively; panels (c), (d) are the front and back sides of the 23 GHz slot antenna unit respectively; panels (e), (f) are the front and back sides of the 15 GHz 4×4 slot antenna array respectively; panels (g), (h) are the front and back sides of the 23 GHz 4×4 slot antenna array respectively.

图10展示了15 GHz与23 GHz缝隙天线单元及4×4阵列的反射系数实测与仿真对比结果. 实验数据显示, 单元结构的实测反射系数与电磁仿真结果呈现良好一致性, 阵列结构的反射系数最小值实测值较仿真值偏移量小于3 dB, 这一现象验证了天线设计理论的工程有效性. 值得关注的是, 实测结果普遍存在系统性频偏: 15 GHz单元与阵列、23 GHz单元实测谐振点均向低频偏移约0.3–0.5 GHz, 而23 GHz阵列则呈现高频偏移. 通过误差溯源分析, 主要影响因素可归纳为以下两方面.

首先, 微加工工艺偏差对电磁特性产生显著扰动: (1)馈线宽度公差与边缘粗糙度导致微带线特性阻抗波动; (2)介质层在刻蚀过程中产生的微裂纹引发介电常数扰动; (3)超薄介质层的厚度均匀性较差, 引起阻抗变化. 这些工艺误差综合作用使得天线等效电长度增加, 导致低频偏移现象.

其次, 测试环境与结构形变引入额外误差: (1)实测微波暗室的测试环境, 与仿真理想边界条件存在差异; (2)天线很薄, 整体厚度小于11 mil, 具有一定的柔性, 测试的时候会发生一定的形变. 特别针对23 GHz阵列的高频偏移现象, 我们认为焊接操作引入的寄生电容<sup>[23]</sup>导致输入阻抗虚部零点向高频移动进而使得反射系数最低点向高频偏移.

图11为15 GHz和23 GHz的4×4缝隙阵列天线在中心频率的E面方向图和频域增益的实测结果和仿真结果对比. 从图11 (a)和(c)可以看出, 15 GHz和23 GHz两个频率4×4阵列天线的实测方向图与仿真结果符合良好, 其中15 GHz阵列天线实测的E面主瓣宽度为16.4° (仿真为15.9°); 23 GHz阵列天线实测E面主瓣宽度为20.5° (仿真为18.9°). 最大增益与仿真相比分别下降2.8 dBi和5 dBi. 两



个频率实测E面主瓣宽度都比仿真结果偏大也与最大增益的下降有关, 最大增益下降的主要原因有两个: 其一是由于介质损耗与频率呈正相关, 随着频率升高介质损耗也逐渐升高. 因此相对于15 GHz阵列来说23 GHz阵列的实测增益下降更明显. 其二是微带线上的欧姆损耗, 两个阵列微带线最细处都仅有1 mm, 这将导致信号在导体中传播时

由于导体横截面积十分小使得电阻率较大, 从而导致导体发热造成额外的能量损耗. 从图11 (b)和 (d)可知尽管15 GHz和23 GHz的4×4缝隙阵列天线最大增益与仿真相比有所下降, 但两个阵列的最大增益频点分别位于所设计的中心频率15 GHz、23 GHz处, 这点与仿真结果符合良好, 可以验证其设计理论的正确性.

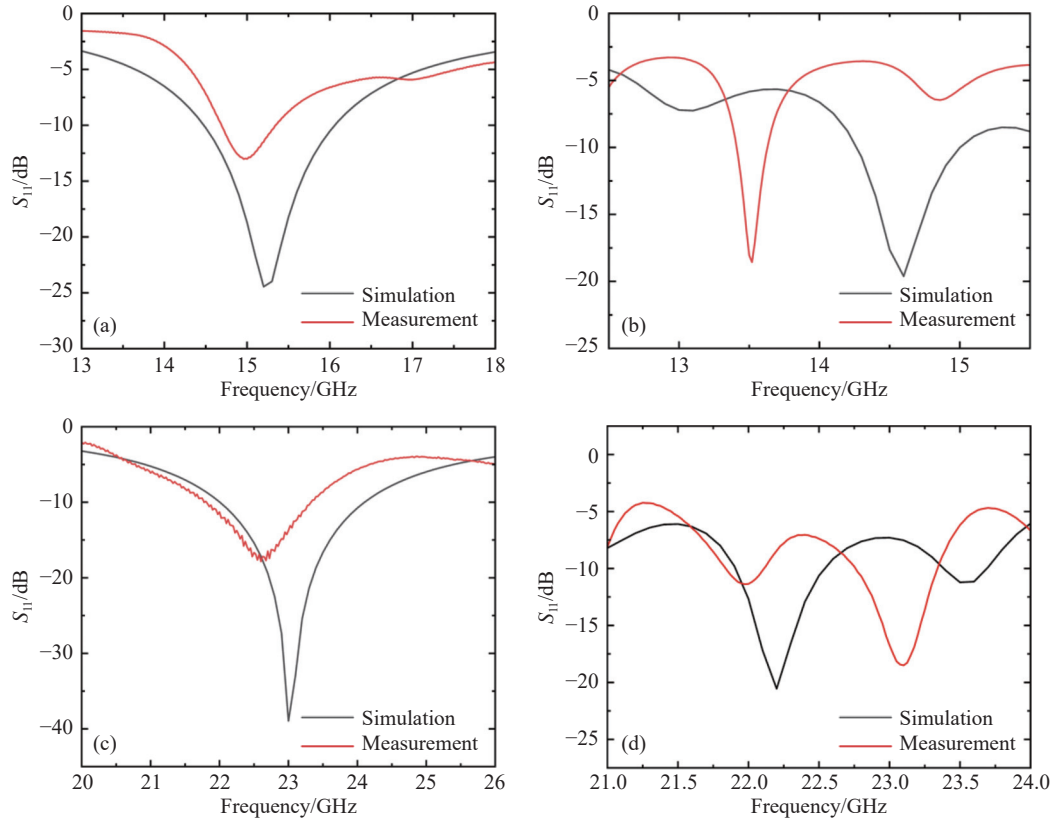


图 10 (a) 15 GHz 缝隙天线单元仿真与实测反射系数对比; (b) 15 GHz 4×4 缝隙天线阵列仿真与实测反射系数对比; (c) 23 GHz 缝隙天线单元仿真与实测反射系数对比; (d) 23 GHz 4×4 缝隙天线阵列仿真与实测反射系数对比.

Fig. 10 Panel (a) measured and simulated reflection coefficient of the 15 GHz slot antenna unit; panel (b) measured and simulated reflection coefficient of the 15 GHz 4×4 slot antenna array; panel (c) measured and simulated reflection coefficient of the 23 GHz slot antenna unit; panel (d) measured and simulated reflection coefficient of the 23 GHz 4×4 slot antenna array.

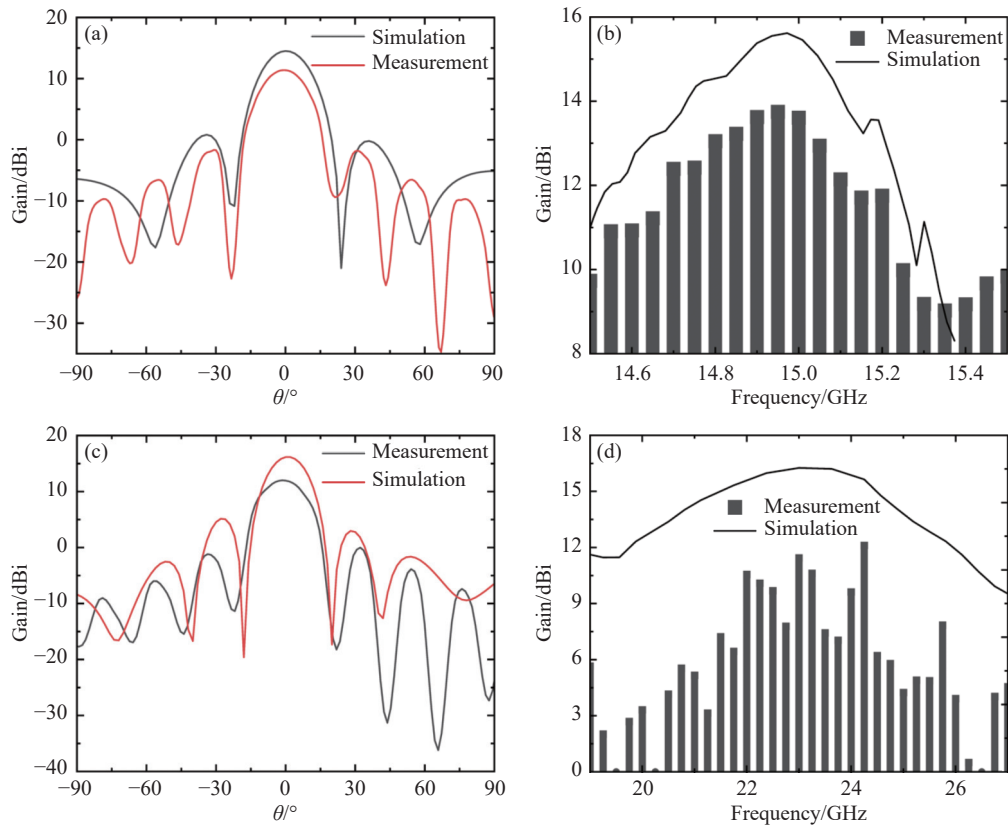


图 11 (a) 15 GHz  $4 \times 4$  缝隙天线阵列 E 面辐射方向图仿真与实测对比; (b) 15 GHz  $4 \times 4$  缝隙天线阵列增益频率响应仿真与实测对比; (c) 23 GHz  $4 \times 4$  缝隙天线阵列 E 面辐射方向图仿真与实测对比; (d) 23 GHz  $4 \times 4$  缝隙天线阵列增益频率响应仿真与实测对比。

Fig. 11 Panel (a) measured and simulated radiation patterns (E-plane) of the 15 GHz  $4 \times 4$  slot antenna array; panel (b) measured and simulated gain response on frequency of the 15 GHz  $4 \times 4$  slot antenna array; panel (c) measured and simulated radiation patterns (E-plane) of the 23 GHz  $4 \times 4$  slot antenna array; panel (d) measured and simulated gain response on frequency of the 15 GHz  $4 \times 4$  slot antenna array.

## 4 结论

综上所述, 本文针对亚毫米波成像系统的设计, 提出了一种用于亚毫米波成像的片上集成双频宽带平面缝隙阵列天线的优化方案. 在 230 GHz 和 350 GHz 两个频率窗口范围内, 系统地确定了天线单元的各项关键参数, 实现了天线带宽与亚毫米波大气窗口频带之间的有效匹配. 并应用了一种宽带阻抗渐变馈电网络, 其在 210–370 GHz 频率区间上反射系数都低于  $-15$  dB, 以此馈电网络结合缝隙天线单元构成的亚毫米波双频宽带缝隙阵列天线可以实现两个亚毫米波大气窗口上的信号接收.  $8 \times 8$  缝隙天线阵列在 230 GHz 频率上最大增益为 15.3 dBi、主瓣宽度为  $21.1^\circ$ 、旁瓣

抑制为  $-11.4$  dB. 在 350 GHz 频率上最大增益为 15.5 dBi、主瓣宽度为  $18.7^\circ$ 、旁瓣抑制为  $-13.5$  dB, 主波束与成像系统的光路相匹配. 为验证该天线设计的有效性, 综合考虑加工成本和测试难度, 分别在微波波段设计并加工了 15 GHz 和 23 GHz 的单元天线以及  $4 \times 4$  天线阵列. 实测结果与设计理论吻合, 验证了该片上集成缝隙阵列天线在亚毫米波天文成像芯片中应用的可行性.

## 参考文献

- [1] 杨戟, 单文磊. 天文学报, 2022, 63: 26
- [2] Yang J, Shan W L. ChA&A, 2022, 46: 309
- [3] Monfardini A, Benoit A, Bideaud A, et al. ApJS, 2011, 194: 24

- [4] Monfardini A, Adam R, Adane A, et al. *JLTP*, 2014, 176: 787
- [5] Pisano G, Ritacco A, Monfardini A, et al. *A&A*, 2022, 658: A24
- [6] Hubmayr J, Beall J, Becker D, et al. *ApPhL*, 2015, 106: 073505
- [7] 石晴. 铝超导动态电感探测器. 合肥: 中国科学技术大学, 2021: 118-132
- [8] Goupy J, Adane A, Benoit A, et al. *JLTP*, 2016, 184: 661
- [9] Dober B, Austermann J A, Beall J A, et al. *JLTP*, 2016, 184: 173
- [10] Austermann J E, Beall J A, Bryan S A, et al. *JLTP*, 2018, 193: 120
- [11] Zmuidzinas J. *ARCOMP*, 2012, 3: 169
- [12] Schlaerth J A, Czakon N G, Day P K, et al. *JLTP*, 2012, 167: 347
- [13] Saleh M. Ultrasensitive Superconducting Cold-Electron Bolometer Coupled to Multi-frequency Phased Antenna Array for Polarization Detection of the Cosmic Microwave Background. Gothenburg: Chalmers University Of Technology, 2014: 52-59
- [14] 蒋浩原. 宽波束圆极化天线及其大角度扫描阵列研究. 成都: 电子科技大学, 2024: 21-23
- [15] 周阳, 朱永忠, 刘晓宇, 等. 电讯技术, 2024, 65: 986
- [16] 姜玮, 于大群, 郭先松, 等. 微波学报, 2024, 41: 33
- [17] 谷玲娜. 宽带功分器设计与研究. 南京: 南京理工大学, 2023: 16-21
- [18] 郇政. 宽带阻抗转换网络的设计及应用. 西安: 西安电子科技大学, 2023: 15-17
- [19] 于沛文. 毫米波宽带功率合成与混频技术研究. 南京: 东南大学, 2022: 17-21
- [20] Sayers J, Bockstiegel C, Brugger S, et al. The Status of MUSIC: the Multiwavelength Sub-millimeter Inductance Camera // Zmuidzinas J. Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy V II. Washington: SPIE, 2014: 57-74
- [21] 姜文琦. 基于改进智能优化算法的天线阵综合. 南京: 南京邮电大学, 2023: 16-18
- [22] Orlando A, Aikin R W, Amiri M, et al. Antenna-coupled TES Bolometer Arrays for BICEP2/Keck and SPIDER // Zmuidzinas J. Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy V. Washington: SPIE, 2010: 143-152
- [23] 杨国, 施鸿强, 黎小聪, 等. 物理学报, 2025, 74: 018401

## Design of an On-chip Dual-band Slot Antenna Array for Submillimeter-wave Imaging

SUN Shi-lin<sup>1</sup>    HUANG Hou-ceng<sup>1</sup>    SHI Xian-dong<sup>1</sup>    ZHAO Yue-chen<sup>1</sup>  
LIU De-jun<sup>1,2</sup>    DU Wei-jie<sup>1,2</sup>

(1 Shanghai Key Lab for Astrophysics, Shanghai Normal University, Shanghai 200234)  
(2 Department of Physics, Shanghai Normal University, Shanghai 200234)

**ABSTRACT** A dual-band slot antenna array for submillimeter-wave imaging is designed and optimized in this study. The antenna array can be integrated on the submillimeter-wave imaging chip to realize the signal reception and frequency selecting. The slot antenna array effectively constrains the radiation direction which matches the optical path of the imaging system, thus improving the optical efficiency. This design not only simplifies the optical path, but also effectively reduces the noise and improves the sensitivity of the system. The bandwidth of the dual-band antenna covers the center frequency of 230 GHz and 350 GHz, two common detection windows of submillimeter wave. The feed network is composed by impedance tapering microstrip lines to meet the impedance matching on two broadband windows. The maximum gain, the main lobe width, the sidelobe suppression of the 8×8 slot antenna array are 15.3 dBi, 21.1°, -11.4 dB at 230 GHz, and 15.5 dBi, 18.7°, -13.5 dB at 350 GHz, respectively, which has the characteristics of high gain and low sidelobe, and the main lobe is matched with the optical path of the imaging system. To confirm this design concept, 15 GHz and 23 GHz slot antenna units and arrays are fabricated and measured in the microwave band. The measured results are in good agreement with the simulated results, which validates the feasibility of the on-chip dual-band slot antenna array for submillimeter-wave imaging.

**Key words** submillimeter: broadband imaging, instrumentation: antenna array, methods: simulation