

# 75~325 GHz 宽带 CMOS 太赫兹外差探测器

任可心<sup>1,2,3,4</sup>, 刘朝阳<sup>2,3,4\*</sup>, 祁峰<sup>1,2,3,4\*</sup>

(1. 沈阳航空航天大学 电子信息工程学院, 辽宁 沈阳 110136

2. 中国科学院光电信息处理重点实验室, 辽宁 沈阳 110169

3. 中国科学院沈阳自动化研究所, 辽宁 沈阳 110169

4. 辽宁省太赫兹成像感知重点实验室, 辽宁 沈阳 110169)

**摘要:** 基于 180 nm CMOS 工艺设计并实现了一款支持直接探测和外差探测两种工作模式的宽带太赫兹 (THz) 探测器芯片。探测器由环形天线、NMOS 晶体管差分检波电路和阻抗匹配网络组成, 面积为  $200 \times 200 \mu\text{m}^2$ 。基于环形天线的双向辐射特性, 提出了将射频 (RF) 与本振 (LO) 分置于探测器两侧的布局方案, 该方案无需使用分束器耦合信号, 从而避免了信号的衰减。LO 信号由一个外部独立的大赫兹波源产生, 与片内集成的 LO 相比, 其在频率稳定性和输出功率等方面具有优势。为了抑制硅衬底的表面波损耗, 芯片背面集成了一个直径  $d=12 \text{ mm}$ 、厚度  $t=8 \text{ mm}$  的高阻硅透镜。测试结果显示, 探测器的工作频率范围覆盖了 75~325 GHz, 外差探测噪声等效功率 (Noise Equivalent Power, NEP) 优于直接探测 NEP 3 个数量级以上。探测器在 220 GHz 频点下呈现出了最佳性能, 外差探测 NEP 为  $6.26 \text{ fW/Hz}$ , 直接探测 NEP 为  $18.42 \text{ pW/Hz}^{1/2}$ 。

**关键词:** CMOS; 宽带; 环形天线; 双向辐射; 阻抗匹配网络

**中图分类号:** TN215

**文献标识码:** A

## 引言

太赫兹波 (Terahertz, THz) 是一种介于微波和远红外之间, 频率范围在 0.1~10 THz 的电磁波。由于其低光子能量, 太赫兹波不会对生物组织造成电离损伤。此外, 许多生物大分子在这一频段表现出强烈的吸收和谐振, 从而显示出物质的“指纹谱”特性<sup>[1-2]</sup>。太赫兹波还对水分具有敏感的吸收特性<sup>[3]</sup>, 并且能够穿透非金属、非极性物质<sup>[4]</sup>。这些特性使其在生物医疗<sup>[5]</sup>、无线通信、环境质量监测以及雷达探测等领域具有广阔的应用前景, 已成为国内外研究的热点。

太赫兹探测器是太赫兹系统中的核心器件之一<sup>[6]</sup>, 其性能直接影响系统的整体表现。依据不同的探测方式, 太赫兹探测器可分为直接探测器和外差探测器两类。直接探测器的工作原理如图 1(a) 所示, 太赫兹波通过天线耦合到探测器中, 并转换为直流信号输出<sup>[7]</sup>。随着半导体工艺的发展, 直接探测器的性能和集成度不断提升。2012 年, 德国伍珀塔尔大学 Al Hadi R 等人报道了一款基于 65 nm

CMOS 工艺的  $32 \times 32$  直接探测器芯片, 其在 856 GHz 下的最小噪声等效功率 (Noise Equivalent Power, NEP) 为  $100 \text{ pW/Hz}^{1/2[8]}$ 。2024 年, 中国科学院半导体研究所团队报道了一款基于 180 nm CMOS 工艺的  $128 \times 128$  直接探测器芯片, 其在 3.3 THz 下的最小 NEP 为  $160 \text{ pW/Hz}^{1/2[9]}$ 。虽然直接探测器的电路结构简单, 易于实施焦平面阵列, 但受限于探测机理, 其 NEP 一般在几十至几百  $\text{pW/Hz}^{1/2}$  范围内, 很难实现数量级上的提升, 限制了其在某些高灵敏度应用场景中的应用。

相比之下, 将射频 (RF) 信号与本振 (LO) 信号混频的外差探测器具有更高的灵敏度, 同时保留了信号的频率和相位信息<sup>[10]</sup>。外差探测器的工作原理如图 1(b) 所示, RF 信号由天线接收, 通过混频器与 LO 信号混频, 被下变频为中频 (IF) 信号输出。其中, 射频信号频率  $f_{RF}$ 、本振信号频率  $f_{LO}$  和中频信号频率  $f_{IF}$  满足关系式  $f_{IF} = |f_{LO} - f_{RF}|$ 。近些年来, 基于场效应晶体管 (FET) 的外差探测器同样被广泛研究。2019 年, 美国麻省理工学院团队基于 65 nm CMOS 工艺报道了一款集成片内 LO 的 240 GHz 外差探测

收稿日期: 2025-05-08, 录用日期: 2025-08-14

Received date: 2025-05-08, accepted date: 2025-08-14

基金项目: 辽宁省青年科学基金项目 B 类 (2025JH6/101000029); 国家重点研发计划项目 (2023YFF0718303); 中国科学院沈阳自动化研究所基础研究计划项目 (2024JC1K08)

Foundation items: Supported by the Liaoning Provincial Youth Science Fund Project Category B (2025JH6/101000029), the National Key R&D Program of China (2023YFF0718303), the Fundamental Research Project of SIA (2024JC1K08)

\* 通讯作者 (Corresponding author): (Corresponding author): E-mail: liuzhaoyang@sia.cn, qifeng@sia.cn

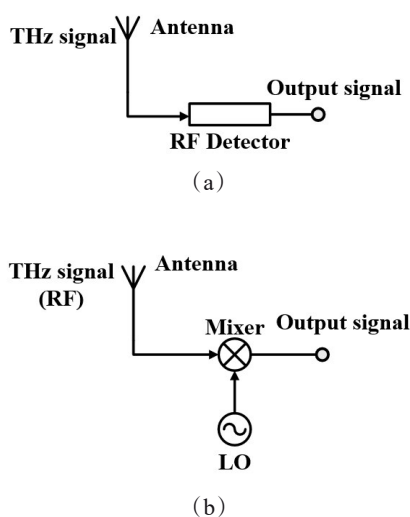


图1 太赫兹探测器的结构示意图:(a)直接探测;(b)外差探测

Fig. 1 Schematic diagram of terahertz detectors : (a) direct detection; (b) heterodyne detection

器芯片<sup>[11]</sup>。2020年,江苏大学徐雷钧团队基于40 nm CMOS工艺报道了一款集成片内LO的300 GHz外差探测器芯片,其最小NEP为142.04 fW/Hz<sup>[12]</sup>。然而,片内LO在稳定性、功率和带宽等方面存在不足,且会增加芯片面积。相比之下,片外LO可提供高功率、高稳定性和高带宽的太赫兹信号。而且,由于未在片内集成LO,探测器芯片在功耗和阵列规模上更具有优势。2009年,德国伍珀塔尔大学Pfeiffer U R等人基于250 nm CMOS工艺实现了一款片外LO的650 GHz外差探测器芯片<sup>[13]</sup>。2021年,中国科学技术大学团队基于AlGaIn/GaN HEMT工艺实现了一款片外LO的340 GHz外差探测器芯片,其NEP约为-132 dBm/Hz<sup>[14]</sup>。然而,当前采用片外LO的外差探测系统大都使用分束器耦合太赫兹信号,RF与LO需布置在探测器的同一侧,如图2(a)所示。这种设计导致RF信号衰减50%,显著降低了探测效率。

在太赫兹应用中,高灵敏度、宽频率响应范围的探测器需求不断增加,而窄带探测器难以满足这一需求,因此,具备高灵敏的宽带探测器则成为研究重点。本文设计了一款支持直接探测和外差探测两种工作模式的宽带太赫兹探测器芯片,探测器由多个不同频率的窄带探测单元组成,将这些探测单元的输出结合实现了宽带探测<sup>[15-16]</sup>,每个探测单元均包含环形天线、NMOS晶体管差分检波电路以及阻抗匹配网络(Impedance Matching Network,

IMN)。利用环形天线的双向辐射特性,本文提出了将RF与LO分置于探测器前后两侧的方案,如图2(b)所示。该方案无需使用分束器,避免了图2(a)所示方案中的射频信号衰减问题。探测器由180 nm CMOS工艺实现。为了抑制硅衬底的表面波损耗,在芯片背面集成了一个直径为12 mm、厚度为8 mm的高阻硅透镜。测试结果表明,探测器的工作频率覆盖了75–325 GHz,外差探测NEP优于直接探测NEP 3个数量级以上。探测器在220 GHz频点下呈现出了最优性能,外差探测NEP为6.26 fW/Hz,直接探测NEP为18.42 pW/Hz<sup>1/2</sup>。

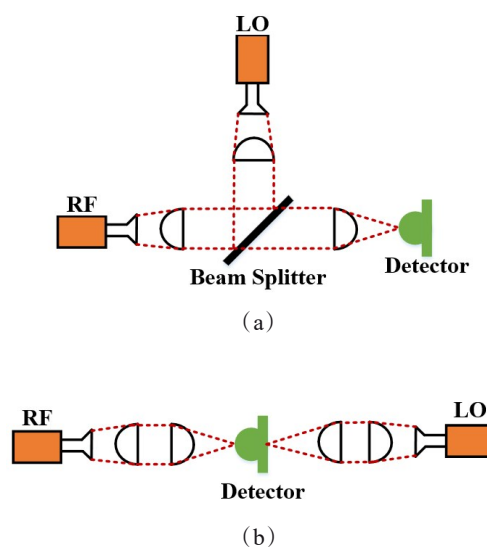


图2 外差探测器测试装置简图:(a)使用分束器;(b)未使用分束器

Fig. 2 Schematic diagram of the heterodyne detector testing device : (a) with beam splitter; (b) without beam splitter

## 1 宽带太赫兹探测器设计

如图3所示,本文所提出的宽带太赫兹探测器采用嵌套式多频段集成架构,基于180 nm CMOS工艺实现,包含5个中心位置重合的窄带太赫兹探测器。各窄带探测器的中心频率不同,高频探测器嵌套于低频探测器内部,通过空间复用显著降低了整体面积。将这些不同中心频率的窄带探测器输出进行结合,最终实现了宽带探测功能<sup>[15-16]</sup>。每个窄带探测单元由三部分构成:基于NMOS晶体管的差分检波电路、环形天线以及阻抗匹配网络。相较于文献[15]提出的8单元窄带探测器结构,本设计通过优化窄带探测器数量与布局,在保证宽带探测性能的同时将整体面积压缩至200×200 μm<sup>2</sup>(由最外

层环形天线尺寸决定)。

### 1.1 NMOS 晶体管差分检波电路

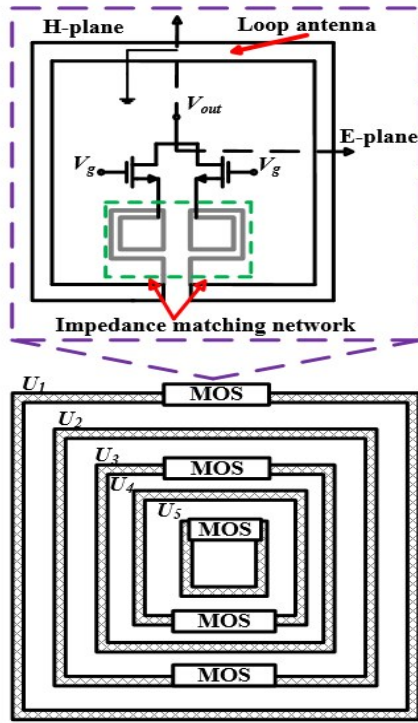


图3 宽带太赫兹探测器结构图

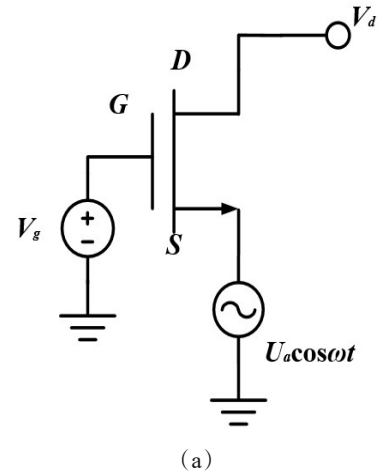
Fig. 3 Structure diagram of a broadband terahertz detector

环形天线的双馈电端口分别连接两个NMOS场效应晶体管,构成差分检波结构(图3)。根据文献[17]的THz-FET模型可知,最小尺寸的场效应晶体管在太赫兹频段具有最大输出,因此在本设计中所有窄带太赫兹探测器的NMOS晶体管均为工艺最小尺寸,为 $W/L=220\text{ nm}/180\text{ nm}$ 。两晶体管的栅极通过虚地设计实现共模抑制,消除栅极偏置线路对晶体管阻抗的影响,从而简化了偏置网络设计。该结构通过对称布局进一步提升了电路的抗干扰能力与噪声抑制性能。

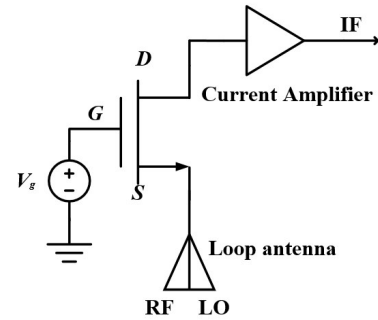
探测器支持直接探测和外差探测两种工作模式。直接探测的等效电路模型如图4(a)所示,太赫兹信号通过环形天线耦合至晶体管的源极,栅极施加固定偏置电压 $V_g$ ,漏极保持开路<sup>[17]</sup>。在非共振检测和强通道反转的条件下,晶体管的电压响应率( $R_v$ )可表示为<sup>[15]</sup>:

$$R_v = \frac{M_c \eta D \lambda^2}{8\pi(V_g - V_{th})A} \cdot \frac{|Z_{in}|^2}{\text{Re}(Z_{in})} \propto M_c \eta \cdot \frac{|Z_{in}|^2}{\text{Re}(Z_{in})}, \quad (1)$$

式(1)中, $\eta$ 和 $D$ 分别表示天线的辐射效率和方向性系数, $\lambda$ 为太赫兹波在空间中的波长, $V_g$ 和 $V_{th}$ 分别是



(a)



(b)

图4 等效电路模型:(a)直接探测;(b)外差探测

Fig. 4 Equivalent circuit model: (a) direct detection; (b) heterodyne detection

晶体管的栅极偏置电压和阈值电压, $A$ 是探测器的接收面积(令天线的有效孔径为探测器的接收面积,其表达式为 $A=D\lambda^2/4\pi$ ), $Z_{in}$ 是晶体管的输入阻抗, $M_c$ 是匹配系数,其数学表达式为<sup>[15,17]</sup>:

$$M_c = \frac{4\text{Re}(Z_{ant})\text{Re}(Z_{in})}{|Z_{ant} + Z_{in}|^2}, \quad (2)$$

式(2)中, $Z_{ant}$ 是天线的阻抗。

外差探测的等效电路模型如图4(b)所示,RF信号与LO信号通过环形天线共同馈入晶体管的源极,混频产生的IF信号经漏极输出,并由电流放大器放大。令馈入到晶体管源极的RF、LO信号分别为 $v_R=V_R\cos\omega_R t$ , $v_L=V_L\cos\omega_L t$ 。中频输出电流 $i_{IF}$ 可表示为<sup>[20]</sup>:

$$i_{IF} = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} V_R V_L \cos\omega_{IF} t, \quad (3)$$

式(3)中, $\mu$ 是载流子迁移率, $L$ 和 $W$ 分别是晶体管的长和宽, $C_{ox}$ 是单位面积的栅氧化层电容。 $V_R$ 、 $V_L$ 分

别表示 RF、LO 信号的幅值电压,  $\omega_{IF}$  是 IF 信号的角频率。令电流放大器的输出阻抗  $Z_L=50\Omega$ , 则输出中频信号功率  $P_{IF}$  为:

$$P_{IF} = |V_R|^2 |V_L|^2 \frac{(g_m \mu C_{ox} W)^2}{400L^2}, \quad (4)$$

式(4)中,  $g_m$  是电流放大器的跨导增益。则探测器的转换增益(Conversion Gain, CG)为:

$$\begin{aligned} CG &= 10\lg\left(\frac{P_{IF}}{P_{RF}}\right) \\ &= 10\lg\left[\frac{D_{LO} J_{LO} (M_c \eta \lambda)^2 |Z_{in}|^4}{[\text{Re}(Z_{in})]^2}\right] + K, \quad (5) \end{aligned}$$

式(5)中,  $P_{RF}$  为探测器所接收到的射频信号功率,  $D_{LO}$ 、 $J_{LO}$  分别表示天线接收 LO 信号的方向性系数和功率密度, 常数  $K=10\lg[(g_m \mu C_{ox} W)^2/400\pi L^2]$ 。

晶体管的输入阻抗( $Z_{in}$ )是阻抗匹配网络设计的关键参数。图5展示了  $Z_{in}$  随频率变化的仿真曲线。从图中可以看出  $Z_{in}$  具有较高的容抗值, 这使得高性能匹配网络的设计极具挑战。此外, 晶体管和天线阻抗均随频率变化, 加大了宽带匹配网络设计的难度。因此, 本文采用了嵌套环形天线结构, 其优势在于允许对每个单元进行独立的阻抗匹配设计。匹配网络的具体设计将在 1.3 节详述。

## 1.2 环形天线

天线采用方形大环结构(周长约 1 个波长), 辐射方向图主轴垂直于芯片表面, 呈现边射模式。相较于尺寸远小于波长的小环天线(端射辐射特性), 该大环天线可同时接收芯片正、反两面入射的太赫兹波, 从而支持外差探测中射频信号与本振信号的双面馈入, 有效抑制了传统单面馈入的信号路径衰减问题。然而, 受体硅衬底介电常数( $\epsilon=11.9$ )影

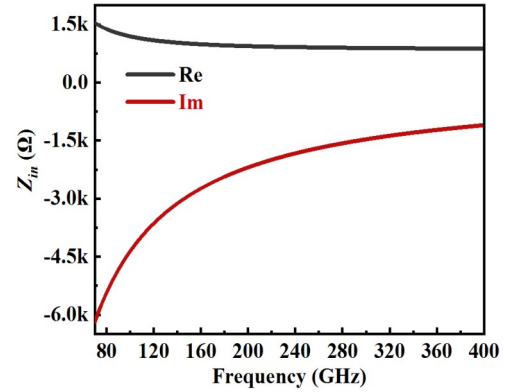


图5 NMOS 晶体管在不同频率下的模拟阻抗

Fig. 5 Simulated impedance of the NMOS transistor at different frequencies

响, 天线背向辐射增益高于正向辐射。为抑制衬底表面波损耗, 在芯片背部集成了高阻硅透镜。为降低天线损耗, 所有环形天线均采用顶层厚金属层(线宽  $2.6 \mu\text{m}$ )工艺实现。

使用三维电磁仿真软件对天线进行了仿真(未包含匹配网络)。为模拟实际应用中的超半球硅透镜, 在芯片背面设置了半无限大的高阻硅介质模型。鉴于实际测试仅覆盖了 75–325 GHz 频段, 因此本文仅展示窄带探测单元  $U_1$  和  $U_2$  的仿真结果( $U_3$ – $U_5$  单元对应 325–1100 GHz 频段, 未使用)。图6和图7分别给出了天线阻抗和辐射效率随频率变化的仿真结果。结果显示,  $U_1$  和  $U_2$  分别工作于不同频段, 二者组合后可实现 75–325 GHz 的宽带覆盖。

## 1.3 匹配网络

为提高环形天线和场效应晶体管差分检波电路之间的传输效率, 需要实现二者的共轭匹配。由于晶体管和天线阻抗均随频率变化, 需为各窄带探

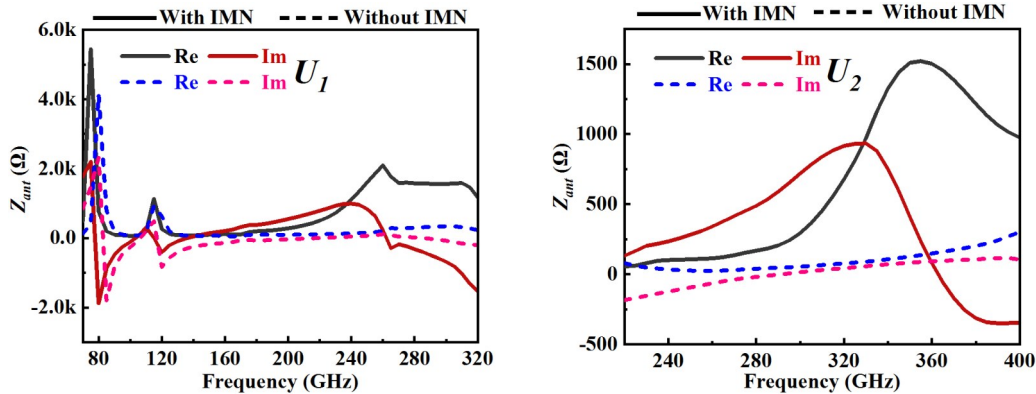


图6 天线在不同频率下的模拟阻抗:(实线表示添加阻抗匹配网络后的天线阻抗;虚线表示未添加阻抗匹配网络时的天线阻抗)

Fig. 6 Simulated impedance of the antenna at different frequencies: (Solid line: with Impedance Matching Network; dashed line: without)

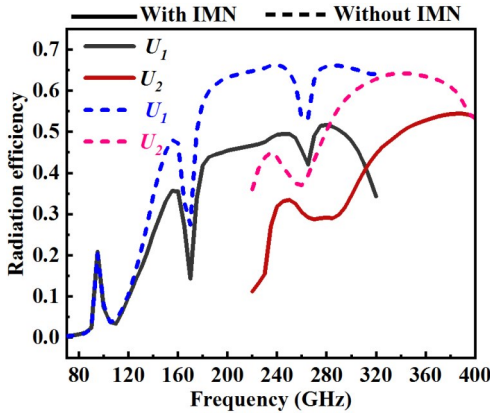


图7 天线的辐射效率随频率变化的曲线:(实线表示添加阻抗匹配网络后的天线辐射效率;虚线表示未添加阻抗匹配网络时的天线辐射效率)

Fig. 7 Simulated radiation efficiency curve of the antennas versus frequency: (Solid line: with Impedance Matching Network; dashed line: without)

测器独立设计匹配网络。

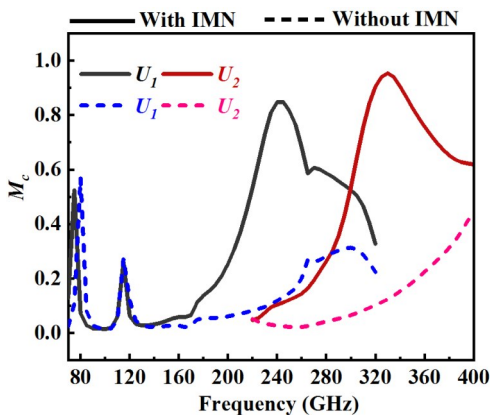


图8  $M_c$ 随频率变化的曲线:(实线表示添加阻抗匹配网络后的 $M_c$ ;虚线表示未添加阻抗匹配网络时的 $M_c$ )

Fig. 8 The curve of  $M_c$  versus frequency: (Solid line: with Impedance Matching Network; dashed line: without)

本文采用匹配系数( $M_c$ ,式(2))评价匹配性能优劣(理想匹配时 $M_c=1$ )。针对目标频率,文章通过优化线圈尺寸寻找最优 $M_c$ 值。图8对比了有无匹配网络时 $M_c$ 随频率变化的曲线。可见,添加匹配网络后 $M_c$ 显著提高,验证了匹配网络设计的有效性。为了更直观地看出集成匹配网络前后天线阻抗变化,将天线阻抗以及晶体管阻抗放在了Smith圆图上(240 GHz频点),如图9所示。可以看出,匹配网络的添加使得天线与晶体管的阻抗能更好地匹配。

式(1)给出了直接探测关键指标 $R_v$ 的计算方法。基于上述仿真结果,计算得出不同频率下的相

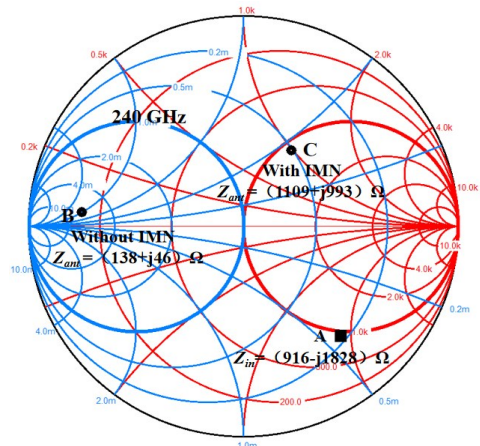


图9 史密斯圆图上的阻抗匹配

Fig. 9 Impedance matching on the Smith chart

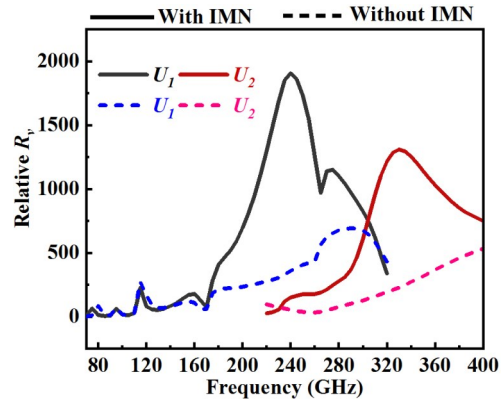


图10 相对 $R_v$ 随频率变化的曲线:(实线表示添加阻抗匹配网络后的相对 $R_v$ ;虚线表示未添加阻抗匹配网络时的相对 $R_v$ )

Fig. 10 The curve of relative  $R_v$  versus frequency: (Solid line: with Impedance Matching Network; dashed line: without)

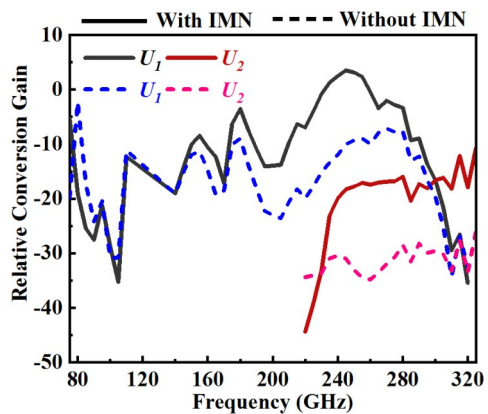


图11 相对CG随频率变化的曲线:(实线表示添加阻抗匹配网络后的相对CG;虚线表示未添加阻抗匹配网络时的相对CG)

Fig. 11 The curve of relative CG versus frequency: (Solid line: with Impedance Matching Network; dashed line: without)

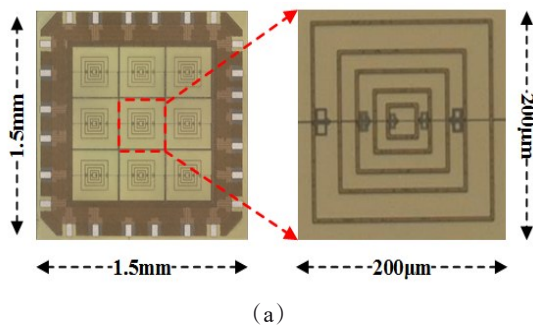
对 $R_v$ 值,如图10所示。曲线表明,引入匹配网络后, $U_1$ 的最大 $R_v$ 从692 V/W提高到了1906 V/W, $U_2$ 的最

大  $R_i$  从 533 V/W 提高到了 1309 V/W, 探测器性能得到显著提升。

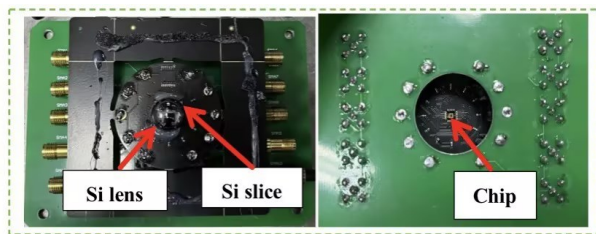
式(5)给出了外差探测关键指标 CG 的计算方法。同样基于上述仿真结果, 可以计算出不同频率下的相对 CG 值, 如图 11 所示(其中天线接收 LO 信号的功率密度  $J_{Lo}$  使用实测数据计算)。从图中可以看出, 引入匹配网络后,  $U_1$  的最大 CG 从 -2.3 dB 提高到了 3.5 dB,  $U_2$  的最大 CG 从 -26 dB 提高到了 -10.8 dB。

## 2 测试装置

太赫兹探测器采用 180 nm CMOS 工艺制造, 芯片照片如图 12 所示, 整体面积为  $1.5 \times 1.5 \text{ mm}^2$ 。本文所用探测器用红色虚线标记, 其面积为  $200 \times 200 \mu\text{m}^2$ 。



(a)



(b)

图 12 宽带太赫兹探测器芯片:(a)显微图;(b)实物图

Fig. 12 Broadband terahertz detector chip: (a) micrograph; (b) physical image

由于探测器从芯片背面接收太赫兹波辐射, 因此在印刷电路板 (PCB) 上钻一个孔来安装芯片, 并将其与厚度为  $100 \mu\text{m}$  的高阻硅片粘合, 通过引线键合工艺实现连接, 如图 13 所示。与文献[15]中使用的石英相比, 硅片与硅衬底的介电常数匹配良好, 有助于减少太赫兹波的反射损耗。为了抑制硅衬底的表面波损耗<sup>[21]</sup>, 在硅片表面固定了一个直径为

12 mm、厚度为 8 mm 的超半球高阻硅透镜。

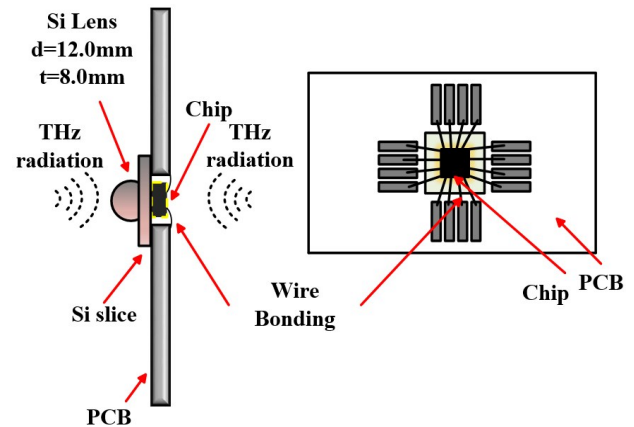


图 13 宽带太赫兹探测器芯片封装示意图

Fig. 13 Schematic diagram of packaged broadband terahertz detector chip

文献[13]和[14]中提出的 RF、LO 同侧布局方案(图 2(a))需要使用分束器将 RF 和 LO 信号共线馈入到探测器中, 但该方案会导致馈入到探测器中的 RF 信号衰减 50%, 显著降低探测效率。考虑到本文所设计的探测器可同时接收前后两侧的太赫兹信号, 提出了一种将 RF 和 LO 分置在芯片两侧的布局方案。这种布局方案无需使用分束器耦合太赫兹信号, 避免了信号的衰减, 测试装置如图 14 所示。RF 信号由信号发生器产生, 通过倍频模块上变频至太赫兹频段, 并由喇叭天线辐射至自由空间。为了满足远场条件, RF 源与探测器的距离设置为 0.7 m。LO 信号则由太赫兹矢量网络分析仪 (VNA) 产生。RF、LO 信号均为线性偏振。考虑到探测器的环形天线前向辐射定向性较低, 为了提升馈入探测器的 LO 信号功率, 在探测器与 LO 源之间放置了聚四氟乙烯 (PTFE) 透镜, 以聚焦 LO 信号至探测器。为了放大微弱的 IF 信号, 并且使探测器的高阻抗输出与频谱分析仪的  $50 \Omega$  输出阻抗相匹配, 在两者之间连接一个跨导增益为  $2 \mu\text{A/V}$  的电流放大器, 放大后的 IF 信号由频谱分析仪进行采集和分析。

当关闭 LO, 打开信号发生器的调制信号时, 探测器进入直接探测模式; 当打开 LO, 关闭调制信号时, 探测器则切换至外差探测模式。因为实验设备仅能满足 75–325 GHz 频段的测试, 所以本文仅验证了探测器在该频段的性能, 测试时仅使用了窄带探测单元  $U_1$  和  $U_2$ , 未使用  $U_3$ – $U_5$  单元(对应 325~1 100 GHz 频段)。

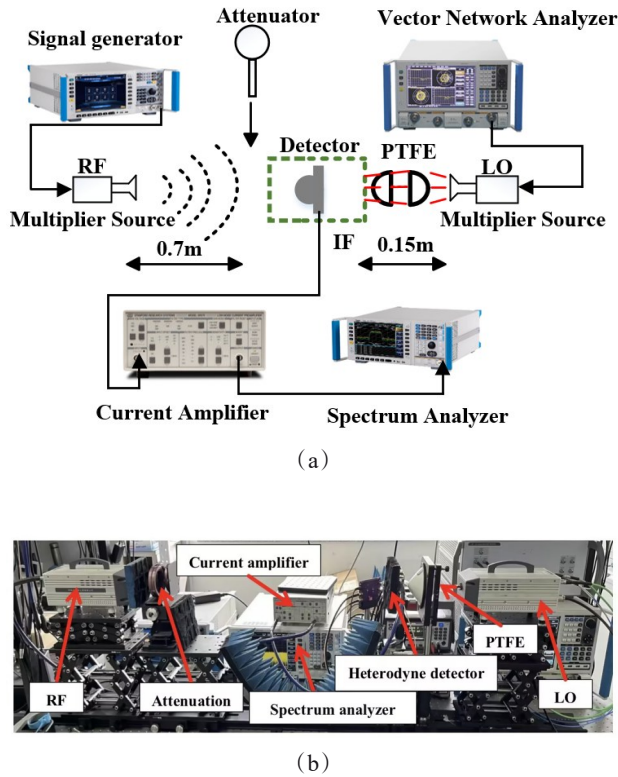


图14 宽带太赫兹探测器测试装置:(a)示意图;(b)实物图  
Fig. 14 Broadband terahertz detector testing device: (a) schematic diagram; (b) physical picture

### 3 测试结果与分析

在直接探测中,选择硅透镜的物理尺寸作为接收面积, $R_v$ 为<sup>[15,22]</sup>:

$$R_v = \frac{V_{out}}{\pi(d/2)^2 P_{cw} G_T / 4\pi r^2} \quad (6)$$

式(6)中, $V_{out}$ 为探测器的输出电压(包含 $2 \mu\text{A/V}$ 的电流放大器增益), $d$ 是硅透镜的直径, $P_{cw}$ 是太赫兹波源的输出功率, $G_T$ 是喇叭天线的增益, $r$ 是波源与探测器之间的距离。

图15展示了探测器的测量 $R_v$ 与频率的关系曲线。曲线表明, $R_v$ 的峰值出现在220 GHz,达到37 kV/W。为了对比,仿真结果也呈现在了图中,数据以20 GHz为频点间隔进行采集。可以看出,两者总体变化趋势相同。仿真结果中, $R_v$ 峰值出现在240 GHz,与实测值存在约20 GHz的偏移,这可能是由于工厂提供的模型精度不足所致。

NEP是衡量探测器接收性能的关键指标,被定义为在1 Hz带宽下,使输出信噪比(SNR)为1时所需要的入射信号功率。数学上:

$$\text{NEP}(\text{W/Hz}) = \frac{P_{RF}}{\text{SNR} \cdot B} \quad (7)$$

对数形式表示为<sup>[14]</sup>:

$$\text{NEP}(\text{dBm/Hz}) = P_{RF} - \text{SNR} - 10\lg B \quad (8)$$

式(7)和(8)中, $B$ 是分辨率带宽,SNR是中频信号带宽为 $B$ 时的信噪比,表示为:

$$\text{SNR}(\text{dB}) = P_{IF} - P_{noise} \quad (9)$$

式(9)中, $P_{IF}$ 是中频信号功率, $P_{noise}$ 是中频噪声功率。在外差探测中,信噪比可通过上式计算;而在直接探测中,信噪比则通过将上式中 $P_{IF}$ 换成所测直流信号输出功率来计算。

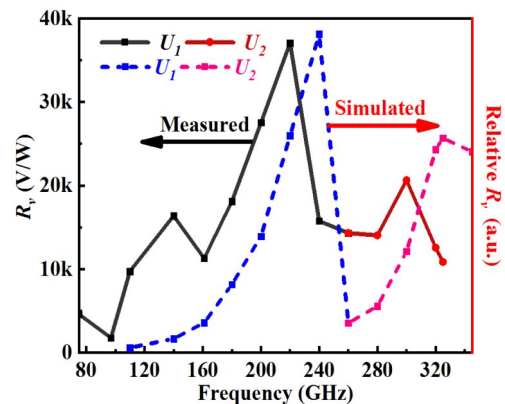


图15 探测器在不同频率下的 $R_v$ :(实线表示测量的 $R_v$ ,包含增益为 $2 \mu\text{A/V}$ 的电流放大器的输出;虚线表示根据式(1)计算的相对 $R_v$ )  
Fig. 15 The  $R_v$  of the detector at different frequencies: (Solid line: measured  $R_v$  including the output of the current amplifier with a gain of  $2 \mu\text{A/V}$ ; dashed line: the relative  $R_v$  calculated from Equation (1))

为了确定最优中频频率 $f_{IF}$ 的数值,测量了在220 GHz频率下 $P_{IF}$ 以及NEP随着 $f_{IF}$ 变化的曲线,如图16所示。从图中可以看出,当 $f_{IF}$ 位于1-40 kHz频段范围内时,探测器具有较平坦的输出响应,其NEP始终优于 $10 \text{ fW/Hz}$ 。因此, $f_{IF}$ 应选择为不大于40 kHz的频点,在后续的性能分析中,本文将 $f_{IF}$ 选定在了17 kHz。

图17(a)展示了直接探测和外差探测两种工作模式的NEP随频率变化的曲线。结果显示,在75-325 GHz频段内,两种模式的最优NEP均出现在220 GHz处,其中直接探测模式的NEP为 $18.42 \text{ pW/Hz}^{1/2}$ ,而外差探测模式的NEP为 $6.26 \text{ fW/Hz}$ 。为了更直观地呈现两种模式的性能差异,计算了两者NEP的比值,如图17(b)所示。可以看出,在75-325 GHz频段内,外差探测模式的性能优于直接探测模式3个数量级以上,并且在75-100 GHz频段内,性能优势达到4个数量级。

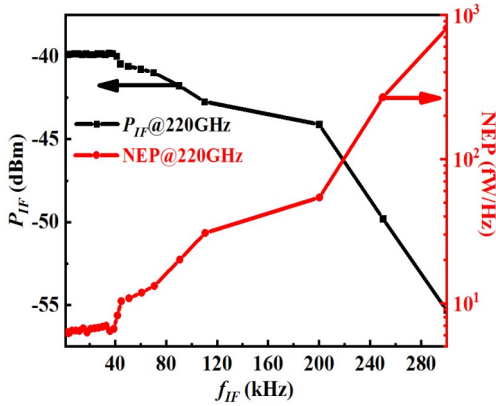


图 16 在外差探测模式下,  $P_{RF}$  和 NEP 随  $f_{IF}$  变化的曲线  
 Fig. 16 The curves of  $P_{RF}$  and NEP versus  $f_{IF}$  in heterodyne detection mode

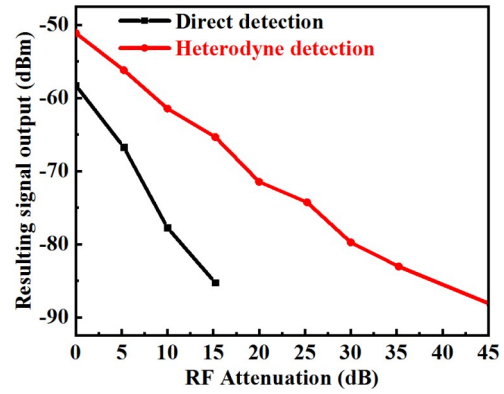
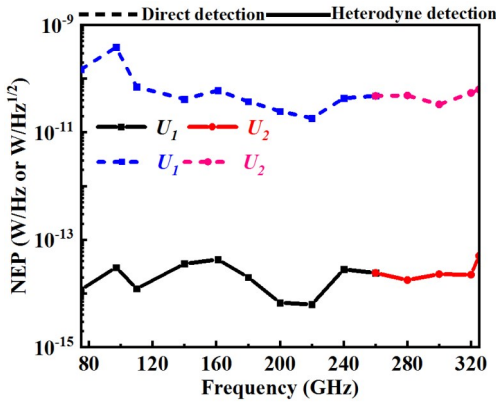
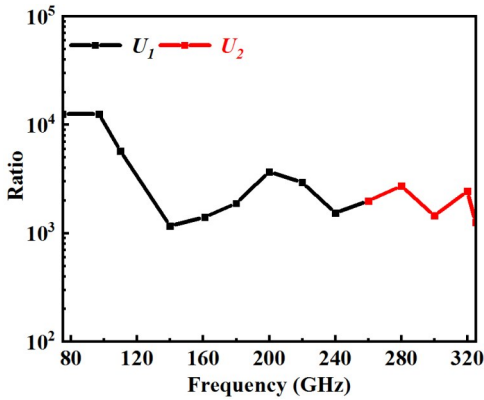


图 18 探测器在直接探测与外差探测两种模式下的信号响应随 RF 信号衰减倍率变化的曲线  
 Fig. 18 Signal response curves of the detector versus RF signal attenuation ratio under direct detection and heterodyne detection



(a)



(b)

图 17 (a) 探测器在直接探测与外差探测模式下 NEP 随频率的变化曲线(实线表示外差探测模式的 NEP, 单位为 W/Hz; 虚线表示直接探测模式的 NEP, 单位为  $W/Hz^{1/2}$ ); (b) 直接探测模式与外差探测模式 NEP 的比值

Fig. 17 (a) The curves of NEP with frequency variation in both direct and heterodyne detection modes(Solid line: the NEP of the heterodyne detection mode, measured in W/Hz; dashed line: the NEP of the direct detection mode, measured in  $W/Hz^{1/2}$ ); (b) The ratio of the NEP values between direct detection and heterodyne detection

为了比较探测器在两种工作模式下的检测性能,在 RF 源处放置了可调衰减片,并通过调节 RF 信号的衰减倍率来测试两种模式在不同衰减条件下的信号响应,测试结果如图 18 所示。当 RF 信号衰减 15 dB 时,探测器的直接探测模式已无法有效检测出信号,而外差探测模式仍可有效检测信号直至 45 dB 的衰减。这从另一个角度验证了外差探测模式的灵敏度相较于直接探测模式提升了 3 个数量级。

在外差探测中,CG 可以通过下式计算:

$$CG(dB) = 10 \lg\left(\frac{P_{IF}}{P_{RF}}\right), \quad (10)$$

对数形式表达式为:

$$CG(dB) = P_{IF} - P_{RF}, \quad (11)$$

式(10)、(11)中,若  $CG > 0$  dB,混频器对信号有放大作用,若  $CG < 0$  dB,混频器存在损耗,称为转换损耗(Conversion Loss, CL)。

图 19 展示了探测器的测量 CG 与频率的关系曲线。曲线表明,CG 峰值出现在 220 GHz,达到 -3.56 dB。为便于对比,仿真结果同样呈现在图中,以 20 GHz 为频点间隔采集数据。可以看出,两者总体变化趋势相同。仿真结果中,CG 峰值出现在 240 GHz,与实测值同样存在约 20 GHz 的偏移。

此外,本文还测量了 NEP 和 CG 随  $V_g$  变化的曲线,如图 20(a)和(b)所示。当  $V_g = 0.66$  V 时,NEP 取得最小值,CG 取得最大值,分别为 6.26 fW/Hz 和 -3.56 dB,这表明该偏置状态为场效应晶体管工作的最佳状态。

本文设计的探测器与其他已报道的探测器性

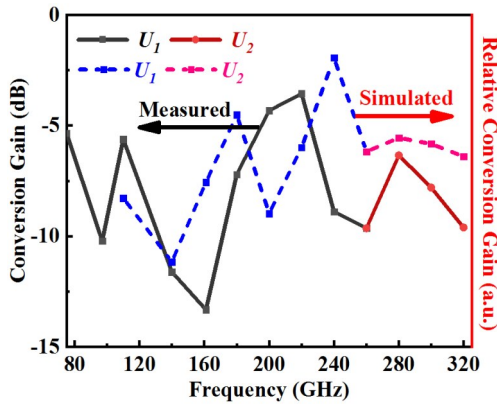


图 19 探测器在不同频率下的 CG(实线表示测量的 CG;虚线表示根据式(5)计算的相对 CG):(Solid line: measured CG; dashed line: relative CG calculated according to Equation (5))

Fig. 19 The CG of the detector at different frequencies

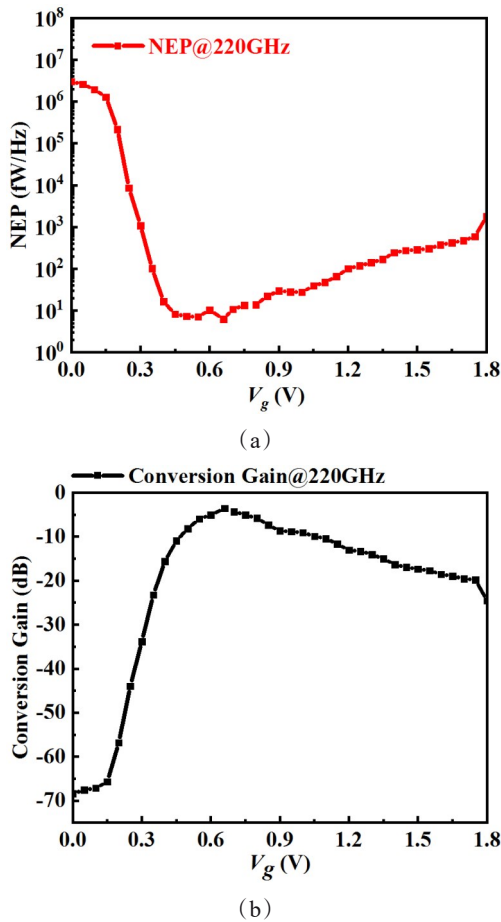


图 20(a) 在外差探测模式下,NEP 随  $V_g$  变化的曲线;(b)CG 随  $V_g$  变化的曲线

Fig. 20 (a) The curve of NEP changing with  $V_g$  in heterodyne detection mode; (b) the curve of CG changing with  $V_g$ .

能比较如表 1 所示。与单一工作模式的探测器不同,该探测器支持直接探测与外差探测两种工作模式。与采用贴片天线的探测器相比,本探测器采用

具有双向辐射特性的环形天线,使得 RF 与 LO 能够分别布置在探测器的前后两侧,无需使用分束器耦合太赫兹信号,从而有效避免了信号的衰减。此外,该探测器采用多频段嵌套式集成架构,可实现宽带探测。

#### 4 结论

本文提出了一种支持直接探测与外差探测两种工作模式的宽带太赫兹探测器芯片,采用 180 nm CMOS 工艺制造。探测器由 NMOS 晶体管差分检波电路、环形天线、匹配网络组成,面积为  $200 \times 200 \mu\text{m}^2$ 。测试结果显示,探测器的工作频段覆盖了 75~325 GHz,外差探测模式的 NEP 优于直接探测模式 3 个数量级以上。探测器在 220 GHz 频点下呈现出了最优性能,外差探测 NEP 为 6.26 fW/Hz,直接探测 NEP 为 18.42 pW/Hz<sup>1/2</sup>。

#### References

- [1] Chen X, Lindley-Hatcher H, Stantchev R I, et al. Terahertz (THz) biophotonics technology: Instrumentation, techniques, and biomedical applications [J]. *Chemical Physics Reviews*, 2022, 3(1).
- [2] Gezimati M, Singh G. Terahertz imaging and sensing for healthcare: current status and future perspectives [J]. *IEEE Access*, 2023, 11: 18590-18619.
- [3] Ge H, Sun Z, Jiang Y, et al. Recent advances in THz detection of water [J]. *International Journal of Molecular Sciences*, 2023, 24(13): 10936.
- [4] Zhang X, Chang T, Wang Z, et al. Three-dimensional terahertz continuous wave imaging radar for nondestructive testing [J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 144259-144276.
- [5] Bai Xue, Zhang Zi-yu, Xu Lei-jun, et al. High responsivity Terahertz detector linear array based on CMOS [J]. *Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 2024, 43 (01): 70-78. (白雪, 张子宇, 徐雷钧, 等. 基于 CMOS 的高响应度太赫兹探测器线阵 [J]. *红外与毫米波学报*), 2024, 43(01): 70-78.
- [6] Zhang Yu-ping, Tang Li-bin, Liu Yu-fei, et al. The research progress and application of novel terahertz detectors [J]. *Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 2020, 39 (02): 191-210. (张玉平, 唐利斌, 刘玉菲, 等. 太赫兹新型探测器的研究进展及应用 [J]. *红外与毫米波报*), 2020, 39 (02): 191-210.
- [7] YOON D, KIM J, YUN J, et al. 300-GHz direct and heterodyne active imagers based on 0.13  $\mu\text{m}$  SiGe HBT technology [J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2017, 7(5): 536-545.
- [8] Al Hadi R, Sherry H, Grzyb J, et al. A 1 k-pixel video camera for 0.7 - 1.1 terahertz imaging applications in 65-nm CMOS [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2012, 47 (12): 2999-3012.
- [9] Liu M, Cai Z, Wang Z, et al. A 3 THz CMOS Image Sensor [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2024, 59(9):

表 1 直接探测器与外差探测器的性能比较

Table 1 Performance comparison between direct detector and heterodyne detector

Ref.	Technology	Architecture	Frequency(GHz)	Antenna	Detector Area ( $\mu\text{m}^2$ )	NEP ( $^3\text{fW}/\text{Hz}$ or $\text{pW}/\text{Hz}^{1/2}$ )
<b>This Work</b>	<b>180 nm CMOS</b>	<b>Heterodyne</b>	<b>75–325</b>	<b>Loop+Silicon lens</b>	<b>200 200</b>	<b>6. 26 @220GHz</b>
		<b>Direct</b>	<b>75–325</b>			<b>18. 42@220GHz</b>
[23]	130 nm SiGe	Heterodyne	280–360	Patch	N/A	<sup>1</sup> 70. 1 @320GHz
[24]	65 nm CMOS	Heterodyne	259. 8–260. 2	Patch	450×580	<sup>1</sup> 11. 22@260GHz
[25]	65 nm CMOS	Heterodyne	424. 2–425. 4	Patch	380×470	<sup>2</sup> 1. 1 @424. 6GHz
[26]	65 nm CMOS	Heterodyne	430. 8–432. 2	Patch	374×380	<sup>1</sup> 0. 28 @431GHz
[27]	65 nm CMOS	Heterodyne	260–320	Patch	450×550	<sup>1</sup> 0. 23@296GHz
[8]	65 nm CMOS	Direct	700–1100	Loop+Silicon lens	80×80	100@856GHz
[9]	180 nm CMOS	Direct	3080–3860	Patch	60×60	160 @3. 3THz

<sup>1</sup>NEP由灵敏度转换而来,根据文献[11]中式(1)<sup>2</sup>NEP由噪声系数转换而来,根据文献[11]中式(2)<sup>3</sup>外差探测器NEP的单位为fW/Hz,直接探测器NEP的单位为pW/Hz<sup>1/2</sup>

- 2934-2947.
- [10] Xu Lei-jun, Xie Zhi-jian, Bai Xue, et al. Design of 150 GHz quadrature heterodyne detector circuit in CMOS [J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2022, 20 (10): 1000-1005. (徐雷钧, 谢志健, 白雪, 等. 基于CMOS工艺的150 GHz正交外差探测器电路设计 [J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2022, 20(10): 1000-1005.
- [11] Hu Z, Wang C, Han R. A 32-unit 240-GHz heterodyne receiver array in 65-nm CMOS with array-wide phase locking [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2019, 54 (5): 1216-1227.
- [12] Xu L J, Yin P C, Bai X, et al. Design of 300 GHz Heterodyne Detector Based on 40nm CMOS [C]//2020 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). IEEE, 2020: 1-3.
- [13] Pfeiffer U R, Ojefors E, Lisaukas A, et al. A CMOS focal-plane array for heterodyne terahertz imaging [C]//2009 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. IEEE, 2009: 433-436.
- [14] Feng W, Zhu Y, Ding Q, et al. Heterodyne terahertz detection based on antenna-coupled AlGaIn/GaN high-electron-mobility transistor [J]. Applied Physics Letters, 2022, 120.
- [15] Liu Z, Qi F, Wang Y, et al. A Multi-band Terahertz Detector in 65-nm CMOS for Spectroscopic Imaging [J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2024, 14(6): 781-790.
- [16] Lin Yue, Zhang Hui, Qi Feng, et al. Focal plane scanning imaging system based on single broadband CMOS terahertz detector [J]. Integrated Circuits and Embedded Systems, 2024, 24 (05): 35-41. (林越, 张辉, 祁峰, 等. 基于单个宽频CMOS探测器的太赫兹焦平面扫描成像系统 [J]. 集成电路与嵌入式系统, 2024, 24(05): 35-41.
- [17] Liu Z, Liu L, Yang J, et al. A CMOS fully integrated 860 GHz terahertz sensor [J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2017, 7(4): 455-465.
- [18] Ojefors E, Pfeiffer U R, Lisaukas A, et al. A 0.65 THz Focal-Plane Array in a Quarter-Micron CMOS Process Technology [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2009, 44 (7): 1968-1976.
- [19] Han R, Zhang Y, Coquillat D, et al. A 280-GHz Schottky diode detector in 130-nm digital CMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46(11): 2602-2612.
- [20] Li Zhi-qun, Wang Zhi-gong. RF Integrated Circuits and Systems [M]. Beijing, Science Press, 2014: 1-379. (李智群, 王志功. 射频集成电路与系统设计) [M]. 北京, 科学出版社, 2014: 1-379.
- [21] Jin Chen-yang, Kang Ya-ru, Huang Zhen, et al. Research Progress of Field Effect Transistor Terahertz Detector in Terahertz Imaging (I) [J]. Infrared, 2024, 45 (07): 1-8. (靳晨阳, 康亚茹, 黄镇, 等. 场效应晶体管太赫兹探测器在太赫兹成像领域的研究进展(上) [J]. 红外, 2024, 45 (07): 1-8.
- [22] Jiang Ning, Guo Ying, Liu Zhao-yang, et al. A 281 GHz terahertz detector in 180 nm CMOS process [J]. Infrared and Laser Engineering, 2025, 54(1): 247-255. (姜宁, 郭莹, 刘朝阳, 等. 基于180 nm CMOS工艺的281 GHz太赫兹探测器 [J]. 红外与激光工程, 2025, 54(1): 247-255.
- [23] Jiang C, Mostajeran A, Han R, et al. A fully integrated 320 GHz coherent imaging transceiver in 130 nm SiGe BiCMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2016, 51 (11): 2596-2609.
- [24] Choi W, Byreddy P R, Chen Z, et al. 450×580  $\mu\text{m}^2$  Pixel incorporating TX and coherent RX in CMOS for mm-wave active imaging using a single reflector [J]. Electronics Letters, 2018, 54(16): 982-984.
- [25] Zhu Y, Byreddy P R, Choi W. 426-GHz concurrent transceiver pixel in 65-nm CMOS for active imaging [J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2022, 12(5): 446-456.
- [26] Zhu Y, Byreddy P R, Dong S, et al. A 430GHz CMOS concurrent transceiver pixel array for high angular resolution reflection-mode active imaging [C]//2022 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). IEEE, 2022, 65: 1-3.
- [27] Byreddy P R, Zhu Y, Ghosh S, et al. Array of 296-GHz CMOS Concurrent Transceiver Pixels With Phase and Amplitude Extraction Circuits for Improving Reflection-Mode Imaging Resolution [J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2024, 14(2): 216-227.

## 75-325 GHz broadband CMOS terahertz heterodyne detector

Ren Ke-Xin<sup>1,2,3,4</sup>, Liu Zhao-Yang<sup>2,3,4\*</sup>, Qi Feng<sup>1,2,3,4\*</sup>

(1. Electronic and Information Engineering College, Shenyang Aerospace University, Shenyang 110136, China

2. Key Laboratory of Opto-Electronic Information Processing, Chinese Academy of Sciences, Shenyang 110169, China

3. Shenyang Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Shenyang 110169, China

4. Key Laboratory of Terahertz Imaging and Sensing, Liaoning Province, Shenyang 110169, China)

**Abstract:** A broadband terahertz (THz) detector chip supporting both direct detection and heterodyne detection modes is designed and fabricated using a 180 nm CMOS process. The detector consists of a loop antenna, a differential detection circuit based on NMOS transistors, and an impedance matching network, with a chip area of  $200 \times 200 \mu\text{m}^2$ . Based on the bidirectional radiation characteristic of the loop antenna, a layout scheme that places the radio frequency (RF) signal and local oscillator (LO) signal on opposite sides of the detector is proposed. This scheme eliminates the need for a beam splitter for signal coupling, thereby avoiding signal attenuation. The LO signal is generated by an external independent THz source, which offers advantages in frequency stability and output power compared with on-chip integrated LO sources. To suppress the surface wave loss of the silicon substrate, a high-resistivity silicon lens with a diameter of 12 mm and a thickness of 8 mm is integrated on the backside of the chip. The measured results demonstrate that the detector operates over a broadband frequency range of 75-325 GHz. The noise equivalent power (NEP) under heterodyne detection is more than three orders of magnitude better than that under direct detection. The detector achieves its optimal performance at 220 GHz, with a heterodyne NEP of 6.26 fW/Hz and a direct detection NEP of 18.42 pW/Hz<sup>1/2</sup>.

**Key words:** CMOS, broadband, loop antenna, bidirectional radiation, impedance matching network