

# 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>

- 沈阳航空航天大学电子信息工程学院, 辽宁 沈阳 110136;
- 中国科学院光电信息处理重点实验室, 辽宁 沈阳 110169;
- 中国科学院沈阳自动化研究所, 辽宁 沈阳 110169;
- 辽宁省太赫兹成像感知重点实验室, 辽宁 沈阳 110169)

**摘要:** 本文基于 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:** 宽带; 双向辐射; 阻抗匹配网络; 硅透镜; 噪声等效功率

## 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>

- Electronics and Information Engineering College, Shenyang Aerospace University, Shenyang 110136, China;
- The Key Laboratory of Opto-Electronic Information Processing, Chinese Academy of Sciences, Shenyang 110169, China;
- Shenyang Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Shenyang 110169, China;
- The Key Laboratory of Liaoning Province in Terahertz Imaging and Sensing, Shenyang 110169, China)

**Abstract:** This article presents the design and implementation of a broadband terahertz (THz) detector chip based on 180 nm CMOS technology, which supports both direct detection and heterodyne detection modes. The detector consists of a loop antenna, a NMOS transistor differential detection circuit, and an impedance matching network, with an area of  $200 \times 200 \mu\text{m}^2$ . Based on the bidirectional radiation characteristics of the loop antenna, a layout scheme is proposed to separate the radio frequency (RF) and local oscillator (LO) on both sides of the detector, this scheme does not require the use of a beam splitter to couple the signal, thus avoiding signal attenuation. The LO signal is generated by an external independent terahertz wave source, which has advantages in frequency stability and output power compared to on-chip integrated LO. In order to suppress the surface wave loss of the silicon substrate, a high resistance silicon lens with a diameter of  $d=12 \text{ mm}$  and a thickness of  $t=8 \text{ mm}$  is integrated on the back of the chip. The test results show that the operating frequency range of the detector covers 75–325 GHz, and the heterodyne detection of noise equivalent power (NEP) is superior to direct detection of NEP by more than three orders of magnitude. The detector exhibited optimal performance at the frequency of 220 GHz, with a heterodyne detection NEP of  $6.26 \text{ fW/Hz}$  and a direct detection NEP of  $18.42 \text{ pW/Hz}^{1/2}$ .

**Key words:** broadband, bidirectional radiation, impedance matching network, silicon lens, noise equivalent power

**PACS:**

**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)

**作者简介 (Biography):** (Biography): 任可心 (2000-), 男, 河北迁安人, 硕士研究生, 主要研究领域为硅基 CMOS 太赫兹外差探测器. E-mail: 772636922@qq.com

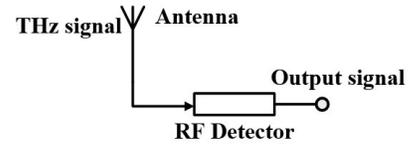
\* **通讯作者 (Corresponding author):** (Corresponding author): E-mail: liuzhaoyang@sia.cn, qifeng@sia.cn

## 0 引言

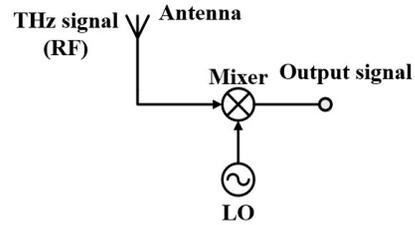
太赫兹波(Terahertz, THz)是一种介于微波和远红外之间,频率范围在0.1~10 THz的电磁波。由于其低光子能量,太赫兹波不会对生物组织造成电离损伤。此外,许多生物大分子在这一频段表现出强烈的吸收和谐振,从而显示出物质的“指纹谱”特性<sup>[1-2]</sup>。太赫兹波还对水分具有敏感的吸收特性<sup>[3]</sup>,并且能够穿透非金属、非极性物质<sup>[4]</sup>。这些特性使其在生物医疗<sup>[5]</sup>、无线通信、环境质量监测以及雷达探测等领域具有广阔的应用前景,已成为国内外研究的热点。

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32×32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 pW/Hz<sup>1/2</sup><sup>[8]</sup>。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128×128直接探测器芯片,其在3.3 THz下的最小NEP为160 pW/Hz<sup>1/2</sup><sup>[9]</sup>。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 pW/Hz<sup>1/2</sup>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



(a)



(b)

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 detector structure: (a) direct detection; (b) heterodyne detection.

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AlGaN/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(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

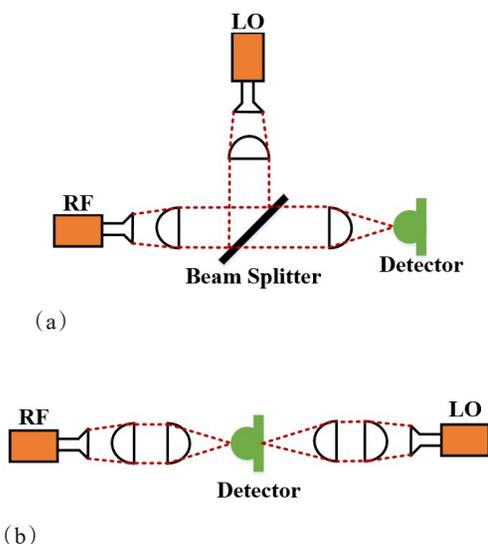


图 2 外差探测器测试装置简图:(a)使用分束器;(b)未使用分束器。

Fig. 2 Schematic diagram of heterodyne detector testing device: (a) using a beam splitter; (b) not using a beam splitter.

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>。

## 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

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 nm/180 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>:

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

其中, $\eta$ 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  $A=D\lambda^2/4\pi$ ), $M_c$ 是匹配系数,其数学表达式为<sup>[15,17]</sup>:

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

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>:

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

其中, $\mu$ 是载流子迁移率, $L$ 和  $W$ 分别是晶体管的长

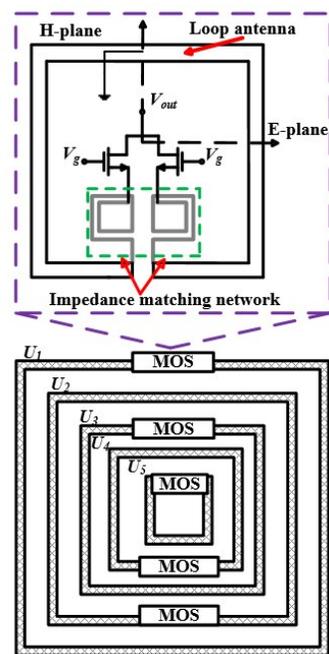


图 3 宽带太赫兹探测器结构图。

Fig. 3 Structural diagram of a broadband terahertz detector.

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:

$P_{IF} =$

$$|V_R|^2 |V_L|^2 \frac{(g_m \mu C_c)^2}{400} \quad (4)$$

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

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

$$= 10 \lg \left[ \frac{D_{LO} J_{LO} (M_c \eta \lambda)^2 |Z_{in}|^4}{[Re(Z_{in})]^2} \right] + K \quad (5)$$

其中,  $P_{RF}$  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  $Z_{in}$  随频率变化的仿真真曲

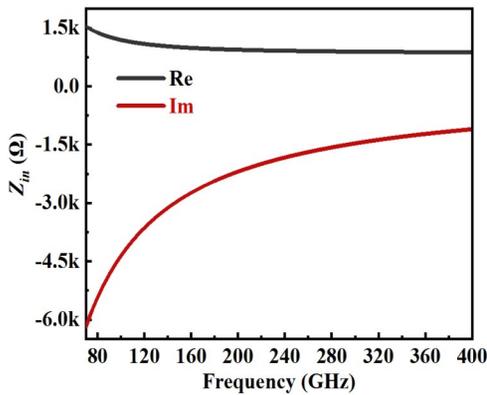
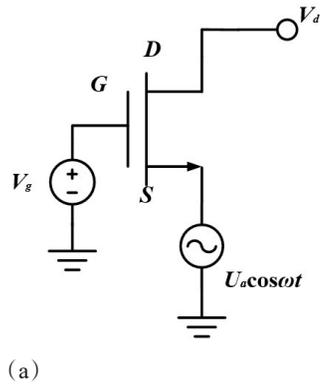


图 5 NMOS 晶体管在不同频率下的模拟阻抗。

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



(a)

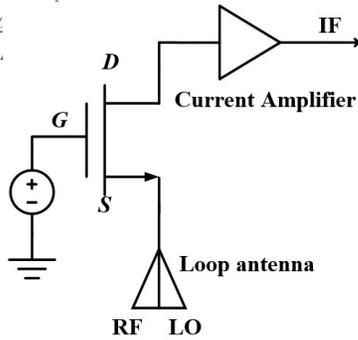


图 4 等效电路模型: (a) 直接探测; (b) 外差探测。  
Fig. 4 Equivalent circuit model: (a) direct detection; (b) heterodyne detection.

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。鉴于实际测试仪覆盖了 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, 需为各窄带探测器独立设计匹配网络。

CMOS 太赫兹探测器中, 常用微带线或共面波导来设计匹配网络<sup>[15, 18–19]</sup>。然而, 这两种结构显著增加探测器的面积, 难以适配嵌套式天线布局。考虑到晶体管的高容抗特性(图 5), 本文采用类螺旋电感的匹配网络<sup>[15]</sup>, 如图 3 所示。所有匹配网络均采用工艺的次顶层金属实现, 避免与顶层金属天线直接连接。为防止相邻探测器内的匹配网络之间相互连接, 布局中将相邻窄带探测器旋转 180 度排布。所有低频走线均沿天线 H 平面方向布线, 最大限度降低对天线辐射性能的干扰。

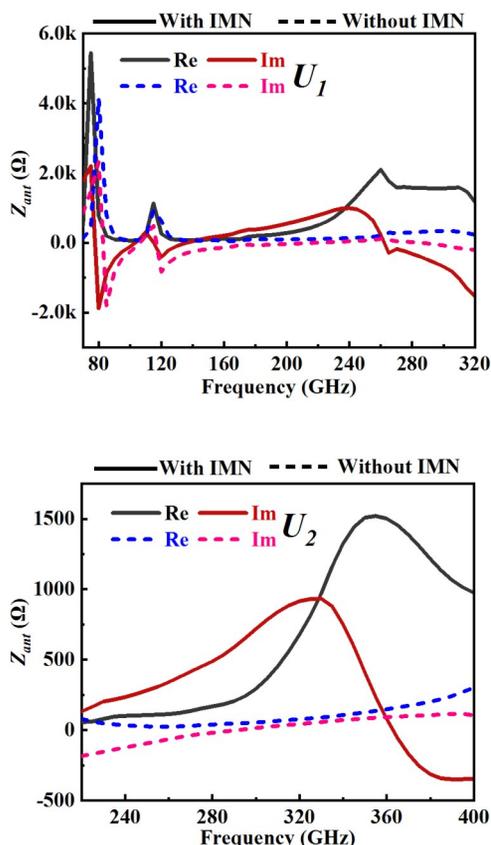


图6 天线在不同频率下的模拟阻抗。实线表示添加阻抗匹配网络后天线的阻抗,虚线表示未添加阻抗匹配网络时天线的阻抗。

Fig.6 Simulated impedance of the antennas at different frequencies. The solid line represents the impedance of the antenna after adding an IMN, and the dashed line represents the impedance of the antenna without adding an IMN.

由于螺旋线圈匹配结构无法产生横电磁波(TEM)或准TEM波场,其特性阻抗 $Z_c$ 和电长度 $\beta l$ 不规则,换句话说,其特性阻抗 $Z_c$ 是变化的,这就使得其难以采用类似微带线匹配方法在Smith圆图上直观展示匹配过程,需借助有限元法进行优化。在匹配网络设计中,本文将螺旋线圈与天线进行联合建模,通过调整螺旋线圈长度及间距实现天线阻抗调谐。图6和图7对比展示了集成匹配网络前后的天线阻抗和辐射效率。结果表明,匹配网络显著提升了天线阻抗值,但因其自身损耗,天线辐射效率有所降低。

本文采用匹配系数( $M_c$ ,公式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

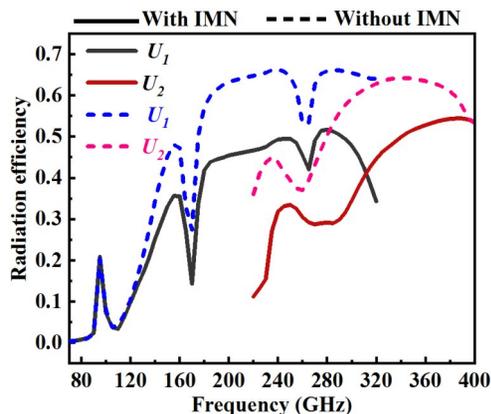


图7 天线的辐射效率随频率变化的曲线。实线表示添加阻抗匹配网络后天线的辐射效率,虚线表示未添加阻抗匹配网络时天线的辐射效率。

Fig.7 Simulated radiation efficiency of antennas with frequency variation. The solid line represents the radiation efficiency of the antenna after adding IMN, while the dashed line represents the radiation efficiency of the antenna without adding IMN.

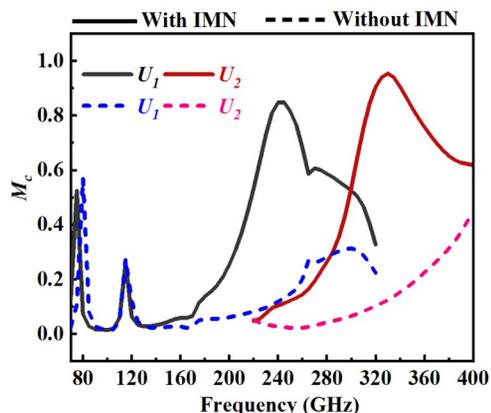


图8  $M_c$ 随频率变化的曲线。实线表示添加阻抗匹配网络后的 $M_c$ ,虚线表示未添加阻抗匹配网络时的 $M_c$ 。

Fig.8 The curve of  $M_c$  with frequency variation. The solid line represents  $M_c$  after adding an IMN, while the dashed line represents  $M_c$  without an IMN.

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。

公式(1)给出了直接探测关键指标 $R_p$ 的计算方法。基于上述仿真结果,计算得出不同频率下的相对 $R_p$ 值,如图10所示。曲线表明,引入匹配网络后, $U_1$ 的最大 $R_p$ 从692 V/W提高到了1906 V/W, $U_2$ 的最大 $R_p$ 从533 V/W提高到了1309 V/W,探测器性能得

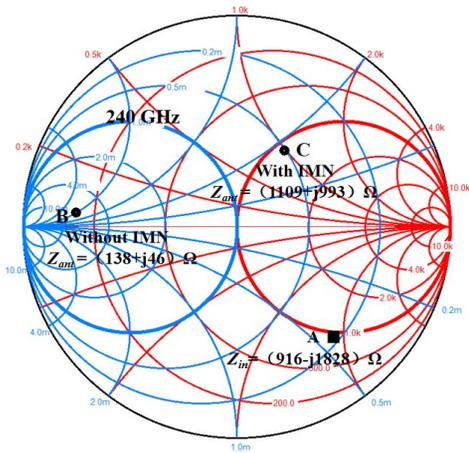
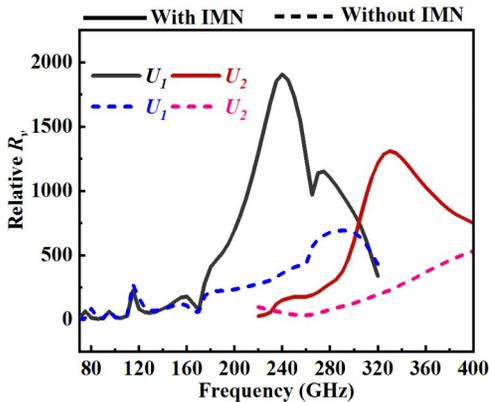


图9 史密斯圆图上的阻抗匹配。

Fig. 9 Impedance Matching on Smith chart.

到显著提升。

公式(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-2.3dB提高到了3.5dB, $U_2$ 的最大CG从-26dB提高到了-10.8dB。

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  $R_v$  rate with frequency variation. The solid line represents relative  $R_v$  after adding an IMN, while the dashed line represents relative  $R_v$  without an IMN.

## 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 $200 \times 200 \mu\text{m}^2$ 。

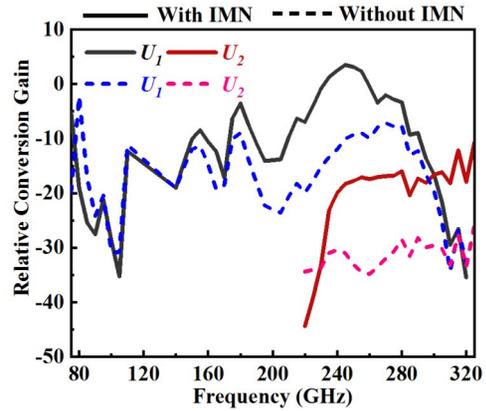


图11 相对CG随频率变化的曲线。实线表示添加阻抗匹配网络后的相对CG,虚线表示未添加阻抗匹配网络时的相对CG。

Fig. 11 The curve of relative CG with frequency variation. The solid line represents relative CG after adding an IMN, while the dashed line represents relative CG without an IMN.

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。

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,

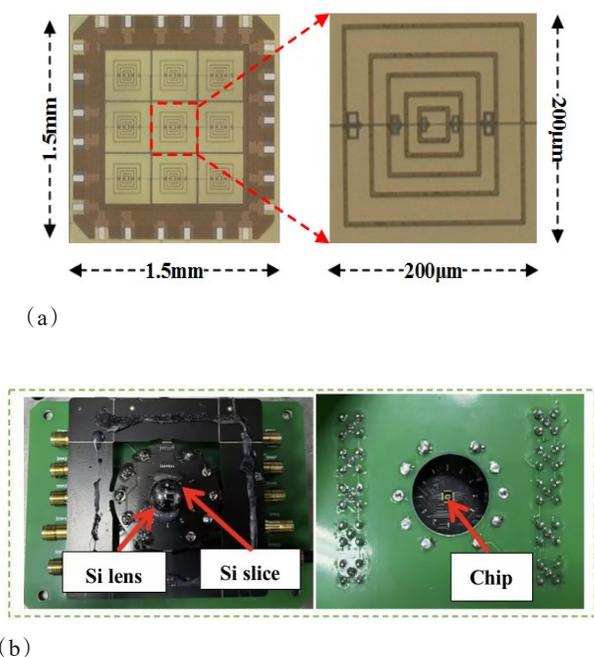


图 12 宽带太赫兹探测器芯片:(a)显微图;(b)实物图。  
Fig. 12 Broadband terahertz detector chip: (a) microscopic image; (b) physical image.

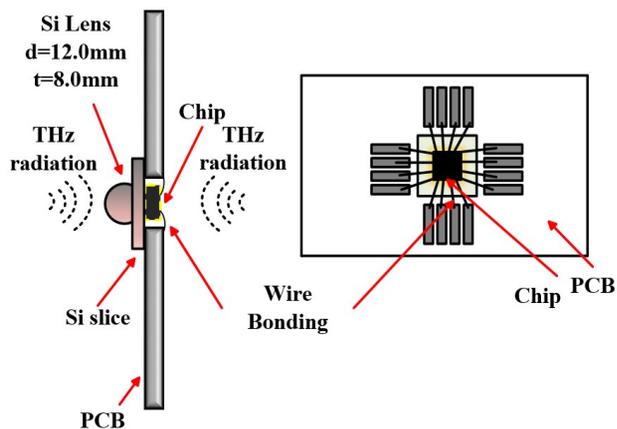


图 13 宽带太赫兹探测器芯片封装示意图。  
Fig. 13 Schematic diagram of broadband terahertz detector chip packaging.

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。因为我们的实验设备仅能满足 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-

1100 GHz 频段)。

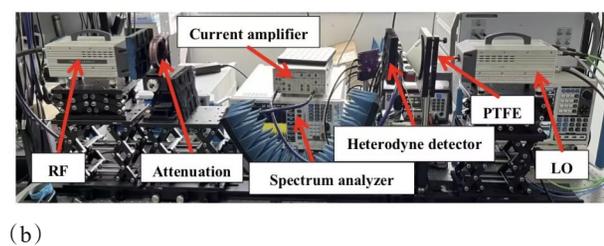
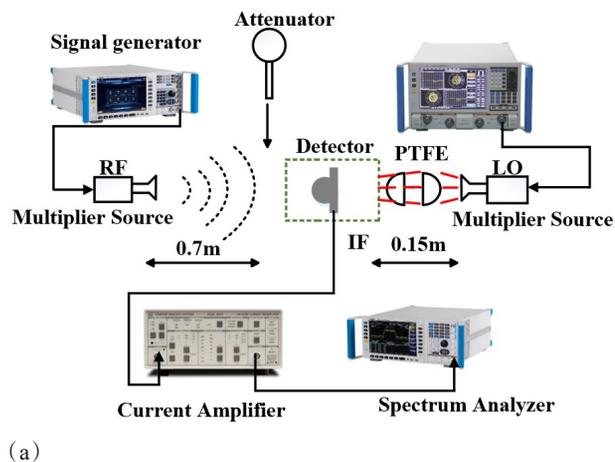


图 14 宽带太赫兹探测器测试装置:(a)示意图;(b)实物图。  
Fig. 14 Broadband terahertz detector testing device: (a) schematic diagram; (b) physical picture.

### 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>:

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

其中,  $V_{out}$  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

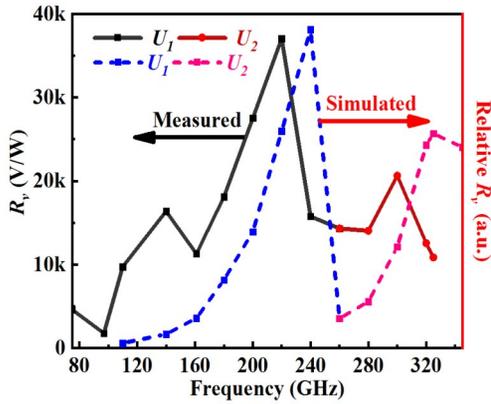


图15 探测器在不同频率下的 $R_v$ 。实线表示测量的 $R_v$ ，包含增益为 $2\ \mu\text{A/V}$ 的电流放大器的输出，虚线表示根据式(1)计算的相对 $R_v$ 。

Fig. 15 The  $R_v$  of the detector at different frequencies. The solid line represents the measured  $R_v$ , which includes the output of a current amplifier with a gain of  $2\ \mu\text{A/V}$ . The dashed line represents the relative  $R_v$  calculated according to equation (1).

需要的入射信号功率。数学上：

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

对数形式表示为<sup>[14]</sup>：

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

其中， $B$ 是分辨率带宽， $SNR$ 是中频信号带宽为 $B$ 时的信噪比，表示为：

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

其中， $P_{IF}$ 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。

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–

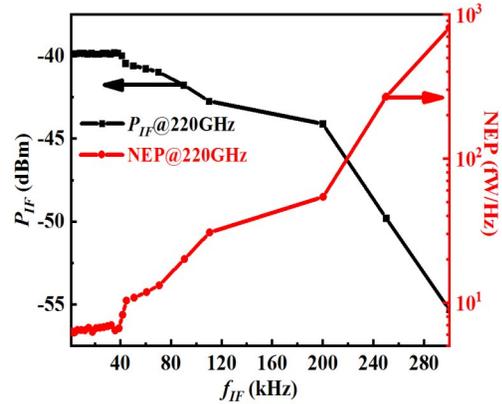


图16 在外差探测模式下， $P_{IF}$ 和NEP随 $f_{IF}$ 变化的曲线。

Fig. 16 The curve of  $P_{IF}$  and NEP changing with  $f_{IF}$  in heterodyne detection mode.

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。

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：

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

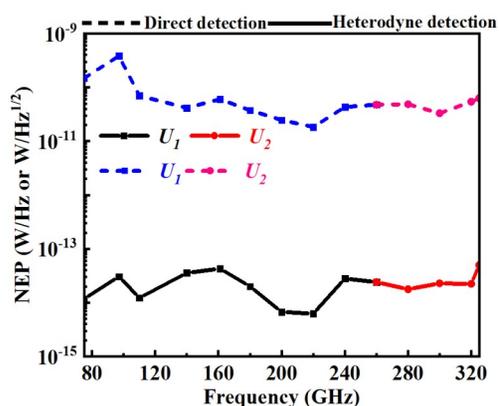
对数形式表达式为：

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

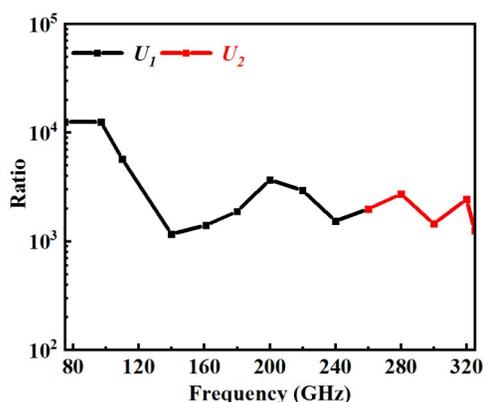
若 $CG > 0\ \text{dB}$ ，混频器对信号有放大作用，若 $CG < 0\ \text{dB}$ ，混频器存在损耗，称为转换损耗(Conversion Loss, CL)。

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 $-3.56\ \text{dB}$ 。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 $V_g = 0.66\ \text{V}$ 时，NEP取得最小值，CG取得最大值，分别为 $6.26\ \text{fW/Hz}$ 和 $-3.56\ \text{dB}$ ，这表明该偏置状态为场效应晶体管工作



(a)



(b)

图 17 (a)探测器在直接探测与外差探测模式下的 NEP 随频率变化的曲线。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<sup>1/2</sup>。(b)直接探测模式与外差探测模式 NEP 的比值。

Fig. 17 (a) The curve of NEP with frequency variation in both direct and heterodyne detection mode. The solid line represents the NEP of the heterodyne detection mode, measured in W/Hz, while the dashed line represents the NEP of the direct detection mode, measured in W/Hz<sup>1/2</sup>. (b) The ratio of NEP between direct detection mode and heterodyne detection mode.

的最佳状态。

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  $V_g$ .

本文设计的探测器与其他已报道的探测器性能比较如表 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

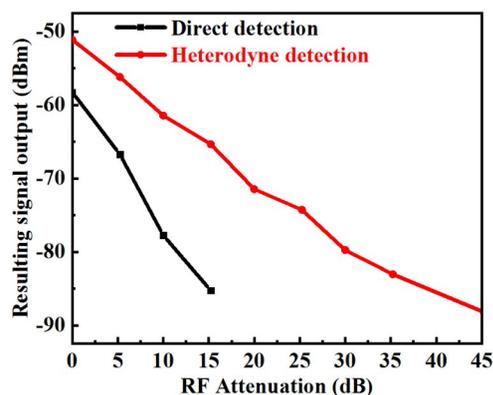


图 18 探测器在直接探测与外差探测两种模式下的信号响应随 RF 信号衰减倍率变化的曲线。

Fig. 18 The curve of the signal response of the detector changing with the RF signal attenuation ratio under the two modes of direct detection and heterodyne detection.

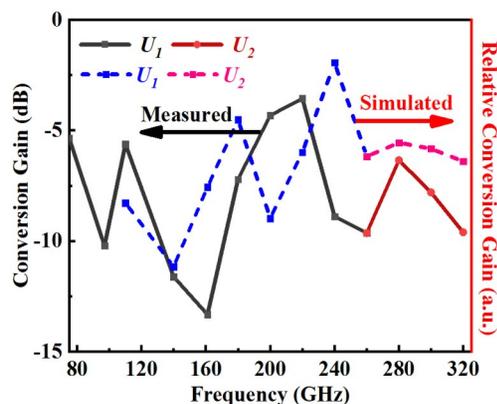


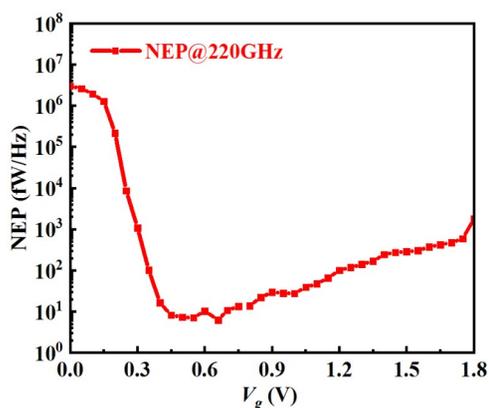
图 19 探测器在不同频率下的 CG。实线表示测量的 CG,虚线表示根据式(5)计算的相对 CG。

Fig. 19 The CG of the detector at different frequencies. The solid line represents the measured CG. The dashed line represents the relative CG calculated according to equation (5).

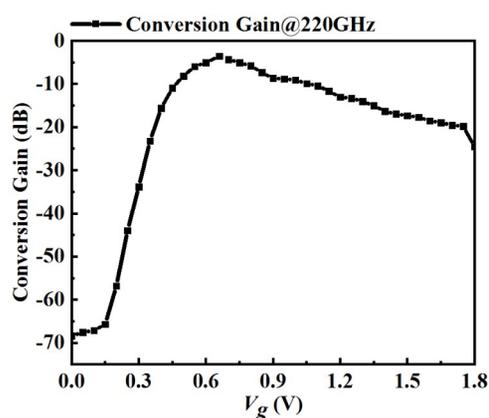
分别布置在探测器的前后两侧,无需使用分束器耦合太赫兹信号,从而有效避免了信号的衰减。此外,该探测器采用多频段嵌套式集成架构,可实现宽带探测。

## 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 × 200 μm<sup>2</sup>。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



(a)



(b)

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

NEP 为  $18.42 \text{ pW/Hz}^{1/2}$ 。

### 参考文献

- [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. 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.
- [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 Ziyu, Xu Leijun, etc 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 Yuping, Tang Libin, Liu Yufei, etc Research progress and application of terahertz new detectors [J]. Infrared and Millimeter Wave Report, 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.