

## 220 GHz 二次谐波混频器集成模块

胡海帆<sup>1</sup>, 马旭明<sup>2</sup>, 马 喆<sup>1</sup>, 王智斌<sup>1</sup>

- (1. 中国航天科工集团第二研究院 未来实验室, 北京 100854;
2. 同方威视技术股份有限公司 电磁感知事业部, 北京 100083)

**摘要:** 在 220 GHz 二次谐波混频器的设计基础上, 提出中频传输波导的垂直转换结构, 实现了四通道混频器集成模块方案, 缩短了混频器单通道的横向尺寸, 为太赫兹接收机系统多通道线阵列集成提供了可行性方案。为优化系统模型的准确性, 基于 TCAD 对肖特基势垒二极管进行三维半导体器件建模计算, 依据提取的关键特性参数进行混频器的高频电磁波仿真。通过对该设计方案进行测试, 结果表明: 当本振频率为 110 GHz, 功率为 7 dBm, 射频输入 200~240 GHz, 混频器的单边带变频损耗为 8.6~13 dB, 在 204~238 GHz 的单边带变频损耗为 8.6~11.3 dB。当本振频率为 108 GHz 时, 驱动功率仅需 3 dBm。此外, 基于该混频器模块构建的 220 GHz 接收机系统, 积分时间为 700  $\mu$ s 时其温度灵敏度为 1.3 K。

**关键词:** 肖特基势垒二极管; 220 GHz; 二次谐波混频器; 线阵列集成; 变频损耗

**中图分类号:** TN454 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA20210078

## 220 GHz sub-harmonic mixer integrated module

Hu Haifan<sup>1</sup>, Ma Xuming<sup>2</sup>, Ma Zhe<sup>1</sup>, Wang Zhibin<sup>1</sup>

- (1. X Lab, the Second Institute of China Aerospace Science and Technology Corporation, Beijing 100854, China;
2. Electromagnetic Perception Division, Nuctech Company Limited, Beijing 100083, China)

**Abstract:** Based on the design of the 220 GHz sub-harmonic mixer, the vertical conversion structure of the IF transmission waveguide was proposed, and the four-channel mixer integration module was realized, the transverse size of the single channel of the mixer was shortened effectively. It provided a feasible scheme for the multi-channel linear array integration of the terahertz receiver system. In order to further optimize the accuracy of the system model, the three-dimensional semiconductor device modeling calculation was carried out for the Schottky-barrier diode based on TCAD, and the high-frequency electromagnetic wave simulation of the mixer was carried out according to the extracted key characteristic parameters. Through the test of the design scheme, the test results show that when the local frequency is 110 GHz, and the power is 7 dBm, the conversion loss of the mixer is 8.6-13 dB as the RF input is 200-240 GHz, and the conversion loss is 8.6-11.3 dB at 204-238 GHz. When the local frequency is 108 GHz, the driving power only needs 3 dBm. In addition, the 220 GHz receiver system based on the mixer module has a temperature sensitivity of 1.3 K as the integration time is 700  $\mu$ s.

**Key words:** Schottky-barrier diodes; 220 GHz; sub-harmonic mixer; linear array integration; conversion loss

收稿日期:2021-01-20; 修订日期:2021-04-25

基金项目:北京市青年骨干人才(98.2019-09-111)

作者简介:胡海帆,男,高级工程师,博士,主要从事半导体辐射探测器和太赫兹成像探测器技术方面的研究。

## 0 引言

随着太赫兹 (Terahertz, THz) 技术的发展, 其应用领域不断拓展, 在射电天文、频谱探测、生物学、医学成像、高速通信以及军事雷达等方面有很大的应用潜力。140 GHz、220 GHz 以及 340 GHz 是 THz 频段内的一个“大气窗口”频率, 在雷达、军事通信, 以及人体安检等方面有着重要的应用价值<sup>[1-4]</sup>。基于当前射频探测技术及成本, 人体安检领域的 THz 应用, 还是以 300 GHz 频率以下为主<sup>[5]</sup>。国外研究机构对太赫兹混频器的研究起步较早, 在 1978 年, Eeicr R. Carlson 等基于悬置微带线的 117 GHz 的二次谐波混频器研究, 获得变频损耗 (Conversion Loss, Con-Loss) 为 6.5 dB<sup>[6]</sup>, 参考文献 [7] 阐述了 183 GHz 的二次谐波混频器, 其双边带 Con-Loss 为 6.85 dB, 对应混频器噪声温度  $T_{\text{mixer}}$  为 988 K。而国内则对太赫兹研究起步则较晚, 在参考文献 [8] 中阐述了 W 波段 80~100 GHz 二次谐波混频器, 谐波混频器的 Con-Loss 为 9.2~12 dB, 并且所需要的本振功率仅为 6 dBm。参考文献 [9] 介绍了 380 GHz 谐波混频器, 最佳 Con-Loss 为 9 dB, 等效噪声温度  $T_{\text{mixer}}$  为 2 000 K。但是, 这些单通道混频器模块有个共同的特点, 即射频 (Radio Frequency, RF) 输入端、本振 (Local Oscillator, LO) 输入端和中频 (Intermediate Frequency, IF) 输出端都在同一个平面, 很难在平面进行多通道混频器集成, 且不利于系统的性能一致性及质量控制。为降低腔体机械加工难度和成本, 保证混频器工作性能, 基于当前 E 面探针过渡结构, 文中设计了一种 220 GHz 四通道混频器集成模块。

## 1 混频器电路设计

该混频器集成模块中, IF 输出微带线由原来的平行引出, 改为垂直引出, 金丝绑定线从微带线跳至玻璃绝缘子的同轴针顶端, 再优化金属腔体的阻抗匹配, 完成 IF 信号的 90°调整, 从而有效缩短混频器单通道的横向尺寸, 提高通道的横向集成度。为进一步提高系统模型的准确性, 基于 Silvaco TCAD 半导体器件仿真软件对砷化镓 (Gallium Arsenide, GaAs) 基肖特基势垒二极管 (Schottky Barrier Diode, SBD) 进行建模计算, 依据提取的关键特性参数, 结合波导宽带匹配法和紧凑型滤波器, 进行混频器模块的高频仿真设

计、加工与测试。最后, 对混频器模块的 IF 信号进行低噪声放大与检波, 评估该谐波混频器的接收机系统噪声温度  $T_{\text{sys}}$  和噪声等效温差 (Noise Equivalent Temperature Difference, NETD)。集成混频器模块的四个通道结构一致, 在混频器设计时仅对单通道特性进行仿真优化即可。该 220 GHz 二次谐波混频器腔体结构采用 E 面对称剖分结构, 混频器 LO 和 RF 输入端口分别采用标准波导 WR8.0 和 WR4.3, IF 输出端子采用玻璃绝缘子和 SMA 的组合式连接器。信号通过微带 LO 探针和 RF 探针实现由矩形波导  $TE_{10}$  模式到石英微带电路准 TEM 模式之间的转变。设计中石英基片厚度为 50  $\mu\text{m}$ , 宽度为 360  $\mu\text{m}$ , 相对介电常数为 3.78。在微带线中采用紧凑型强谐振 Hammer-Head 滤波器<sup>[10]</sup>, 以充分抑制 RF 信号和 LO 信号, 同时缩短信号的传输距离; 此外, LO 输入端口采用减高波导处理, 实现 LO 信号的宽带阻抗匹配。

### 1.1 肖特基混频二极管建模

SBD 是太赫兹固态器件中最核心的非线性器件。文中采用 SBD 等效三维器件结构如图 1(a) 所示。由于反向并联的 SBD 结构对称, 在微波电路和通信系统仿真软件 (Advanced Design System, ADS) 的 Spice 模型中只需确认单个 SBD 的静电学参数即可。SBD 的特性参数一般基于微带线高频激励信号去嵌测试方式推导而出, 所以测试微带线自身精度, 以及其键合形貌都会影响 SBD 的静电学参数。为进一步提高系统模型的准确性, 基于 Silvaco TCAD 半导体器件仿真软件, 构建单个 SBD 管结结构, 如图 1(b) 所示。基于 GaAs 基底, 设定 SBD 的功函数为 4.87 eV, 外延层厚度为 0.1  $\mu\text{m}$ , 掺杂浓度为  $2 \times 10^{17}/\text{cm}^3$ ; 缓冲层厚度为 0.7  $\mu\text{m}$ , 掺杂浓度为  $5 \times 10^{18}/\text{cm}^3$ 。肖特基接触为圆柱形结构。SBD 阴极电极穿过外延层结构, 与底部重掺杂的缓冲层接触, 形成欧姆接触; 而阳极金属圆柱直接与外延层接触, 形成肖特基接触。由于 GaAs 基片主要采用分子束外延法生长, 所以外延层与缓冲层为突变结。基于该器件结构, 进行静电仿真计算, 结果如图 2 所示, 通过计算提取确定 SBD 的零偏结电容值为 0.83 fF, 串联电阻为 14.7  $\Omega$ <sup>[11]</sup>。在计算肖特基结电容时, 可只考虑肖特基结空间电荷区的结电容, 金属空气桥结构的寄生效应可通过高频结构仿真软件 (High Frequency Structure

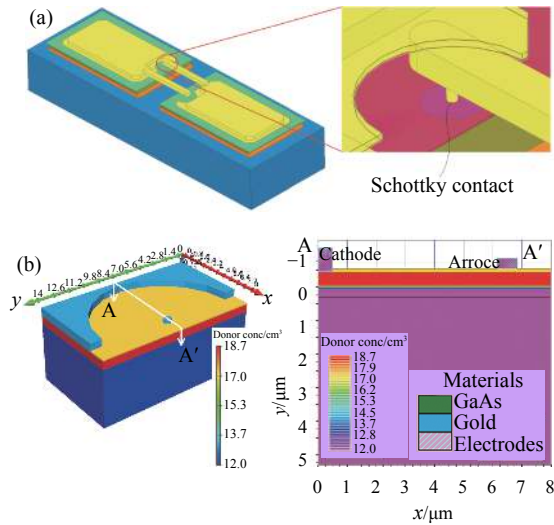


图 1 (a) GaAs SBD 在 HFSS 中的三维模型; (b) GaAs SBD 在 Silvaco TCAD 中的三维模型及外延层掺杂分布情况

Fig.1 (a) 3D-modal of GaAs SBD in HFSS software; (b) 3D-modal of GaAs SBD in Silvaco TCAD and the net doping for the epitaxial layer

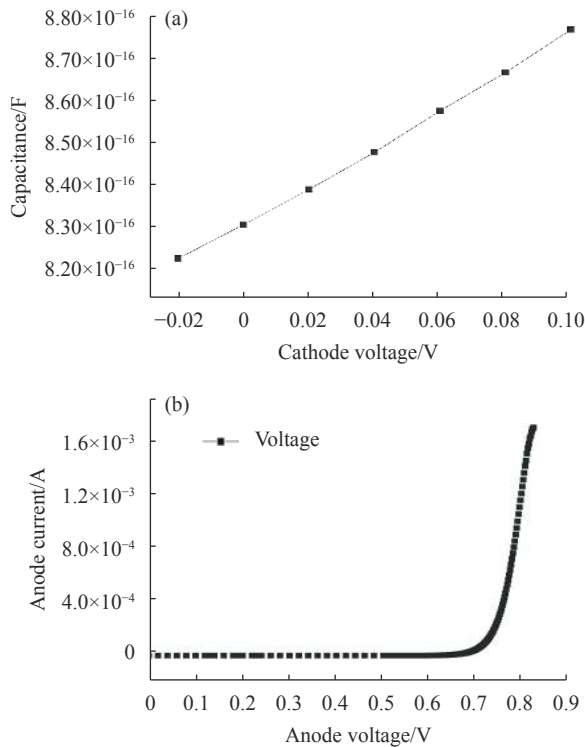


图 2 基于 Silvaco TCAD 计算的肖特基接触 C-V 特性曲线 (a) 和接触 I-V 特性曲线 (b)

Fig.2 Schottky contact C-V characteristic curve (a) and I-V characteristic curve (b) calculated based on Silvaco TCAD

Simulator, HFSS) 对 SBD 在微带线结构上的三维电磁仿真计算获得的 S 传输函数来确定。

## 1.2 混频器的设计

混频器模块仿真设计采用 HFSS 和 ADS 结合计算。由 HFSS 得到混频器无源结构 S 参数, 导入 ADS 进行电路优化设计。优化过程中主要是针对混频器 LO 与 RF 端口的匹配网络结构进行调节, 利用波导探针结构实现宽带匹配。此次谐波混频器中的 LO 滤波器和 RF 滤波器均采用高抑制 Hammer-Head 滤波器结构来分别实现 LO 信号和 RF 信号的传输。射频信号  $f_{RF}$  和的本振信号  $f_{LO}$  通过反向并联 SBD, 混频后总电流只包括本振信号的偶次谐波分量与射频信号的组合项, 然后再通过滤波电路选取出差频  $|f_{RF}-2f_{LO}|$ , 形成频率  $f_{IF}$  的中频 (IF) 信号输出。本振滤波器的作用是防止射频信号进入本振端口; 中频滤波器的作用是防止本振信号泄漏到中频端口。为保证由二极管对不平衡产生的直流电流接地, 混频器的直流接地线采用从射频输入微带线的两旁引出, 采用金丝跳线与金属腔侧壁连通。图 3 给出了 220 GHz 混频电路基于 E 面平均剖开腔体的结构。微带线结构固定在 LO 和 RF 的 E 面波导腔中。通过金丝跳线将微带线上的差频信号传输到垂直放置的微带线基板上, 然后再通过金丝跳线将滤波后的 IF 信号传输到玻璃绝缘子的针尖一端并向下传输。

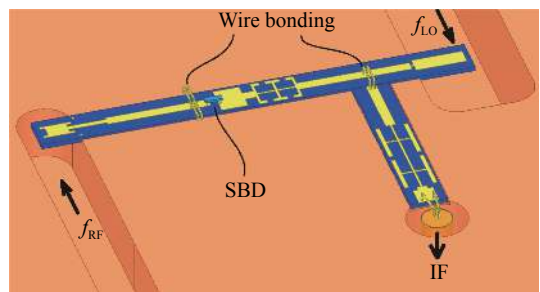


图 3 二次谐波混频器的电路拓扑结构

Fig.3 Circuit topology of the sub-harmonic mixer

谐波混频电路整体仿真中首先用 HFSS 对滤波器进行单独仿真优化, 然后对 RF 和 LO 端的减高波导和 RF、LO 波导-微带过渡结构进行结构优化, 实现所需频段的性能, 结合 IF 垂直过渡结构, 将各部分数据导出 S 参数包, 再将这些参数包代入 ADS, 通过微带传输线结构, 进行匹配优化, 达到较优的 Con-Loss 及本振功率需求。二次谐波混频器的整体仿真模型如图 4 所示。



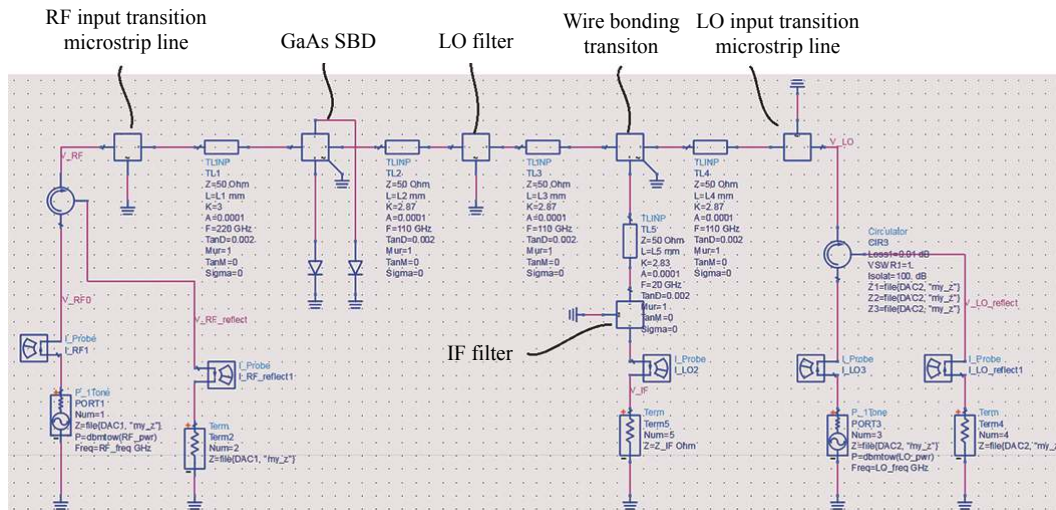


图 4 混频电路的整体仿真模型

Fig.4 Whole simulation model of mixer circuit

## 2 测试结果

图 5 为 220 GHz 二次谐波混频器集成模块的实物图,以及内部石英微带线与 SBD 的装配情况。由实物照片可见,内部微带线底部采用导电银胶粘贴至沟槽底部且居中;共有三处金丝跳线,由于人工装配,部分金丝跳线存在明显角度和位置偏差。测试表明金丝跳线至玻璃绝缘子针尖部分牢固性一般,用少许导电胶来对该键合部分固化,以提高可靠性。但导电银胶形貌的不可控,会影响模块整体的传输函数。此外,金属腔体的加工精度、导电银胶涂抹均匀性,ADS 中采用非 SBD 模型,以及 SBD 实际器件结构与模型结构的差异等因素,都会最终影响混频器的变频特性及噪声特性。从四通道模块整体结构可见,四通道的通道间距减小至 7 mm,极大的缩短了接收机通

道间的间距,其中两个 IF 输出端从模块的顶端引出,另外两个 IF 输出端从模块的底部引出(照片中并没有显示),且模块可以线性无死区拼接,提高了线阵扫描系统的集成度。

混频器的变频特性测试时,LO 信号频率  $f_{LO}$  设定为 110 GHz。通过观察 LO 输入功率与 Con-Loss 的关系,发现本振功率  $P_{LO}=7$  dBm (5 mW) 时,Con-Loss 较低且稳定。对射频输入信号 200~240 GHz 的输入功率进行标定,固定 LO 输入信号频率  $f_{LO}$  和功率  $P_{LO}$  后,测试获得射频输入频率与单边带 (Single Side Band, SSB) Con-Loss 间的关系,测试结果如图 6 所示,这里给出了模块中三个通道的测试情况。测试结果表明:在本振频率  $f_{LO}=110$  GHz 时,  $f_{RF}$  在 200~240 GHz 的 SSB Con-Loss 为 8.6~13 dB; 在 204~238 GHz 的 SSB Con-Loss 为 8.6~11.3 dB, 该混频器 IF 在 16~20 GHz 时会急剧恶化,这是 IF 滤波器特性和前后阻抗匹配问题所导致的。此外,对频率点  $f_{LO}$  和工作功率  $P_{LO}$  进行了调整,  $f_{LO}=108$  GHz,  $P_{LO}=3$  dBm (2 mW) 时,  $f_{RF}$  在 200~236 GHz 的 SSB Con-Loss 为 8.4~12 dB; 在 200~234 GHz 的 SSB Con-Loss 为 8.4~11 dB。测试结果与国内其他太赫兹混频器性能比较结果如表 1 所示,可见文中设计的二次谐波混频器的 SSB Con-Loss 性能较好,且在 LO 功率  $P_{LO}$  为 2 mW 即可满足混频器工作,降低了集成系统对本振源的要求。

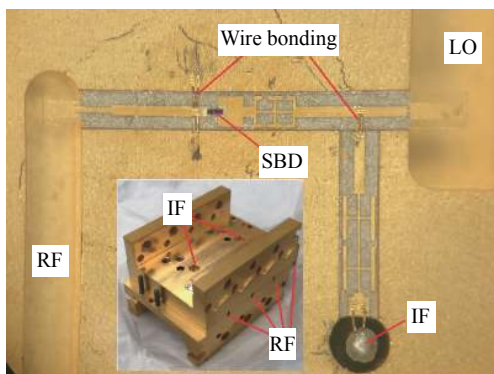


图 5 220 GHz 二次谐波混频器集成模块单通道实物图

Fig.5 Single channel image of 220 GHz sub-harmonic mixer integrated module

基于该混频器集成模块,搭建 220 GHz 被动式接收机系统,对该接收机系统的噪声温度  $T_{sys}$  和 NETD

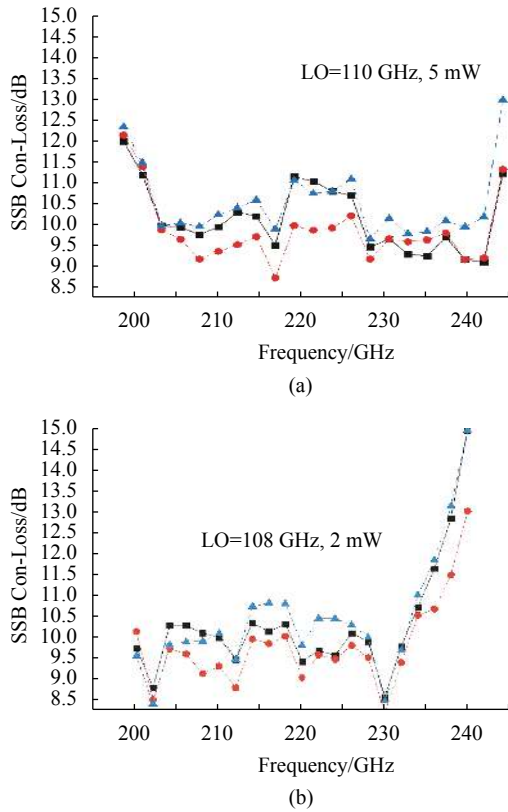


图 6 混频器在 (a)  $f_{LO}=110$  GHz,  $P_{LO}=7$  dBm 和 (b)  $f_{LO}=108$  GHz,  $P_{LO}=3$  dBm 条件下的 SSB Con-Loss 测试结果

Fig.6 Measured results of SSB Con-Loss for mixer under (a)  $f_{LO}=110$  GHz @ $P_{LO}=7$  dBm and (b)  $f_{LO}=108$  GHz @ $P_{LO}=3$  dBm

表 1 太赫兹混频器性能对比

References	Operating frequency/GHz	Optimal SSB Con-Loss/dB
[9]	210-230	11.5
[10]	380	12
[7] [11]	170-192	7.9
[12]	225-270	9.5
[13]	230-270	8.6
This work	200-240	8.4

进行测量。该系统的前端中包括了 WR4.3 标准波导口太赫兹天线、220 GHz 分谐波混频器集成模块、110 GHz 三倍频器模块及 Ka 波段功率放大器模块。由信号源给 Ka 波段功率放大器模块提供初始基频信号。太赫兹天线被动接收高频信号后,与 110 GHz 的 LO 信号在混频器集成模块中发生谐波混频后输出 IF 信号,由于 IF 信号功率很低,约  $-75\sim-60$  dBm 左右,所以 IF 引出后接入到两级低噪声放大器 (Low Noise Amplifier, LNA) 模块 (其中第一级输入频率  $1\sim 9$  GHz, 噪声因子 1.0 dB, 增益 17 dB; 第二级输入频率  $1\sim 25$  GHz, 噪声因子 2.5 dB, 增益 41 dB) 进行信号放大, 经过  $1\sim 7$  GHz 的带通滤波器和无源检波二极管输出直流电压信号, 进行视频放大、积分电路以及输出集采分析。具体接收机链路结构以及拓扑结构见图 7。

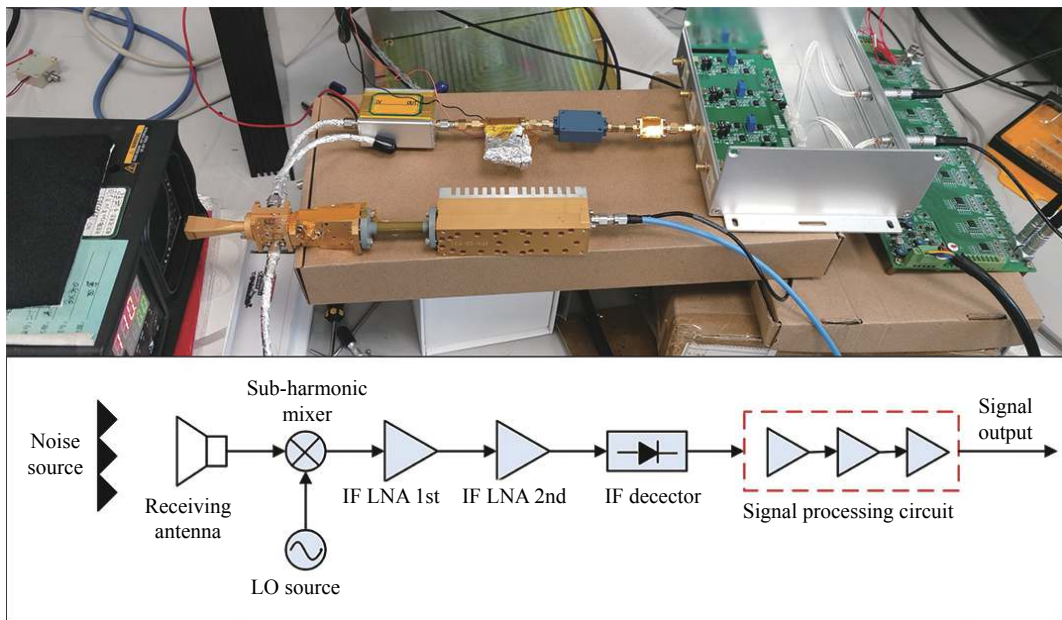


图 7 220 GHz 接收机温度灵敏度测试系统

Fig.7 Temperature sensitivity testing system of 220 GHz receiver

220 GHz 接收机系统的噪声温度  $T_{\text{sys}}$  和 NETD 测试, 采用高低温  $Y$  因子测试方法: 太赫兹冷噪声源  $T_L$  为常温噪声源, 温度为室温, 然后测试系统输出电压  $V_L$ ; 高温噪声源  $T_H$  采用红外热源加热吸波材料, 该部分已经过定标, 可设置高温温度, 然后测试系统输出电压  $V_H$ 。测试过程中, 通过置换常温噪声源和高温噪声源形成  $Y$  因子法所需的高低温噪声源。经过多次切换测试, 最终计算得到接收机系统的噪声温度  $T_{\text{sys}}$ :

$$T_{\text{sys}} = \frac{T_H - Y T_L}{Y - 1}; Y = \frac{V_H}{V_L} \quad (1)$$

$$\text{NETD} = T_{\text{sys}} \left[ \frac{1}{B\tau} + \left( \frac{\Delta G}{G} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2)$$

$$\text{NETD} = \frac{\delta}{\theta} \quad (3)$$

为确定接收机噪声温度  $T_{\text{sys}}$  最低的工作点, 需要对信号频率  $f_{\text{LO}}$  和功率  $P_{\text{LO}}$  不断调节。其中信号频

率  $f_{\text{LO}}$  由外加的信号源进行调节设置; 功率  $P_{\text{LO}}$  由 110 GHz 三倍频器模块的外加偏置电阻调节输出功率。而 NETD 除了受接收机的噪声温度  $T_{\text{sys}}$  影响, 还受 IF 带宽  $B$ 、积分时间  $\tau$  以及系统增益变化量  $(\Delta G/G)$  等因素限制, 如公式 (2) 所示, 所以在满足数据输出频率的同时增大积分时间可以改善 NETD。但是实际接收机系统的  $T_{\text{sys}}$  在中频带宽  $B$  范围内并不是常数, 且混频器和 LNA 都存在增益温漂, 所以实际测试的 NETD 要比公式 (2) 计算的理论值大。实际测试时, 主要通过公式 (3) 计算 NETD 值, 其中  $\delta$  为接收机系统标准差, 接收机系统响应度  $\theta$  为  $(V_H - V_L)/(T_H - T_L)$ 。测试结果发现, 当信号频率  $f_{\text{LO}}$  为 108 GHz,  $P_{\text{LO}} = 5 \text{ dBm}$  (3 mW) 时, 接收机系统的噪声温度  $T_{\text{sys}}$  最低, 约为 1 450 K。接收机系统的  $Y$  因子测试数据如表 2 所示, 当积分时间电路设置为 700  $\mu\text{s}$ , 获得 NETD 约 1.3 K, 该测试系统为太赫兹辐射计的实际应用做好铺垫。

表 2 220 GHz 太赫兹接收机系统测试结果

Tab.2 Test results of 220 GHz terahertz receiver system

$T_L/^\circ\text{C}$	$V_L/\text{V}$	$T_H/^\circ\text{C}$	$V_H/\text{V}$	$\delta/\text{V}$	NETD/K	$\theta/\text{mV}\cdot\text{K}^{-1}$	$Y$	$T_{\text{sys}}/\text{K}$
22.8	3.738	55.2	3.808	0.002 8	1.352	2.14	1.018 4	1 450

### 3 结 论

文中为实现太赫兹混频器接收机系统多通道线阵列集成, 基于 E 面探针过渡结构, 提出了 220 GHz 四通道混频器集成模块的设计方案。该集成模块的 IF 波导过渡结构实现了 IF 信号的垂直调整, 缩短了混频器单通道的横向尺寸, 提高通道的横向集成度。此外, 基于 TCAD 对 SBD 进行三维半导体器件建模计算, 提取关键特性参数进行混频器的高频电磁波仿真。测试结果表明: 当本振频率为 108 GHz, 功率为 7 dBm, 射频输入 200~240 GHz, 混频器的单边带 Con-Loss 为 8.6~13 dB, 在 204~238 GHz 的单边带 Con-Loss 为 8.6~11.3 dB。当本振频率为 108 GHz 时, 驱动功率仅需 3 dBm。此外, 基于该混频器集成模块, 构建 220 GHz 超外差接收机系统, 测得该系统 7 GHz 双边带噪声温度为 1 450 K, 积分时间为 700  $\mu\text{s}$  时对应的辐射计温度灵敏度为 1.3 K, 并为下一步辐射计的

应用奠定基础。

### 参考文献:

- [1] Essen H, Stanko S, Sommer R, et al. A high performance 220-GHz broadband experimental radar[C]//International Conference on Infrared IEEE, 2008.
- [2] Krista D, Tero K, Juha M, et al. Mixer-based characterization of millimeter-wave and terahertz single-anode and antiparallel Schottky diodes [J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2014, 4(5): 552-559.
- [3] Cooper K B, Dengler R J, Lombart N, et al. Penetrating 3-D imaging at 4- and 25-m range using a submillimeter-wave radar [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, 56(12): 2771-2778.
- [4] Zhang Y, Zhao W, Wang Y F. A 220 GHz subharmonic mixer based on schottky diodes with an accurate terahertz diode model [J]. *Microwave & Optical Technology Letters*, 2016, 58(10): 2311-2316.

- [5] Jiang L H, Wang W S, Tong H X, et al. Reaserch progress of terahertz imaging in the field of human security [J]. *University of Shanghai for Science and Technology*, 2019, 41(1): 46-51. (in Chinese)
- [6] Carlson E R, Schnider M V. Sub-harmonically pumped millimeter wave mixers [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1978, 26(10): 706-715.
- [7] Marvin S, Alderman B. Design of low-cost 183 GHz subharmonic mixer using planer schottky diodes [J]. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2005, 15(12): 865-867.
- [8] Min W C, Sun H, Zhang Q L, et al. A high-performance W-band subharmonic mixer based on anti-parallel diode pair [J]. *Chinese Journal of Electron Device*, 2016, 39(6): 1283-1286. (in Chinese)
- [9] Liu Ge, Zhang Bo, Zhang Lisen, et al. 0.42 THz subharmonic mixer based on 3D precisely modeled diode [J]. *Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 2018, 37(3): 338-343. (in Chinese)
- [10] Zhang B, Liu G, Yang X F, et al. Research on the front-end of 380 GHz radiometer [J]. *Journal of Microwaves*, 2015, 31(S1): 26-29. (in Chinese)
- [11] Zhao X Y, Wang J L, Xing D B, et al. Parameters model of terahertz planar Schottky diode [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(12): 1225004. (in Chinese)
- [12] He Y, Huang K, Miao L, et al. Design of 250 GHz terahertz sub-harmonic mixer [J]. *Journal of Microwaves*, 2015, S1: 69-72. (in Chinese)
- [13] Hu H F, Ma X M, Jiang S L, et al. Schottky diode based 220 GHz receivers operating at room-temperature for passive security scanning[C]//44 International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2019.