文章编号:1001-9014(2025)04-0577-09

DOI:10.11972/j.issn.1001-9014.2025.04.013

220 GHz集成 T/R 组件关键技术研究

姚常飞1*, 翁律涛1, 董文超1, 陈思宇1, 王 吴2, 王文伟2, 刘 强3, 朱 明3

(1. 南京信息工程大学电子与信息工程学院,江苏南京210044;

2. 上海航天电子技术研究所,上海 201109;

3. 航天长征火箭技术有限公司,北京 100076)

摘要:本文研制了一种工作于220 GHz频段的收发组件。该组件由本振链路、发射链路、接收链路三部分组成,具有高集成度的特点。为解决链路中杂散信号的干扰问题,设计了218~226 GHz波导带通滤波器。该滤波器采用双模谐振腔结构,在通带左侧引入了一个传输零点,对214 GHz杂散信号起到了60 dBc的抑制。为达到发射功率指标,采用了改进型E面魔T构成四路功率合成放大器,该模块实现了72.5%的合成效率及高于82 mW的发射功率。最后经实测:在219.5~221 GHz的频段内,发射功率为82~95 mW,接收链路噪声系数小于7.1 dB,接收增益为5.1~6.0 dB,尺寸为65×70×30 mm³。

关 键 词:收发组件;高发射功率;功率合成;双模谐振腔;改进型E面魔T 中图分类号:TN957;TN454 **文献标识码**: A

Research on key technologies of 220 GHz integrated T/R module

YAO Chang-Fei^{1*}, WENG Lyu-Tao¹, DONG Wen-Chao¹, CHEN Si-Yu¹, WANG Hao², WANG Wen-Wei², LIU Qiang³, ZHU Ming³

(1. School of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China;

2. Shanghai Aerospace Electronic Technology Institute, Shanghai 201109, China;

3. Aerospace Long March Launch Vehicle Technology CO., LTD, Beijing 100076, China)

Abstract: A transceiver module operating at the 220 GHz frequency band was developed, consisting of three parts: a local oscillator chain, a transmitter chain, and a receiver chain, featuring high integration. A 218-226 GHz waveguide bandpass filter was designed to suppress spurious signals in the chain. The filter adopts a dual-mode resonant cavity structure to introduce a transmission zero on the left side of the passband, which suppresses the 214 GHz spurious signal by 60 dBc. An improved E-plane magic-T structure was used to form a four-way power combining amplifier to meet the requirement of transmit power. This module achieves a power combining efficiency of 72. 5% and the output power is higher than 82 mW. The measured results show that in the 219. 5-221 GHz frequency range, the transmit power is 82-95 mW, the noise figure of the receiver is less than 7. 1 dB, the receiver gain is 5. 1-6. 0 dB, and the volume of module is $65 \times 70 \times 30 \text{ mm}^3$.

Key words: dual-mode resonant cavity, improved E-plane magic-T, transmit power, transceiver module, power combining

引言

收发组件作为无线通信和雷达系统的关键组成 部分,其直接影响着整个系统的性能。随着时代的 发展,高性能的收发组件已成为国内外学者重要的 研究方向。文献[2]提出了一种立体垂直封装的小 型化180 GHz发射组件,其采用新型的波导转换结构

Received date: 2024-11-04, Revised date: 2025-02-19

收稿日期:2024-11-04,修回日期:2025-02-19

基金项目:装备预研重点实验室基金(612502200204)

Foundation items: Supported by the National Defense Science and Technology Key Laboratory Fund (612502200204)

作者简介(Biography):翁律涛(1999-),男,江苏常熟人,在读硕士生,主要研究领域为毫米波、亚毫米波电路与系统设计. E-mail: 919810889@qq.com

^{*}通讯作者(Corresponding author): E-mail: yaocf1982@163.com

和改进的U形槽结构,减少了电磁信号的路径损耗 和泄漏,经实测该组件最大输出功率为22 mW。文 献[3]提出了一种基于混合微波集成电路技术(Hybrid Microwave Integrated Circuit, HMIC)的W波段 收发组件,其内部采用3 dB波导桥结构实现对两路 功放的合成以实现高功率输出,发射端输出功率范 围为2.29~3.47 W。文献[4]提出了一种94 GHz中 心频率下具有高输出功率的雷达收发组件,其基于 单片微波集成电路(Monolithic Microwave Integrated Circuit, MMIC)技术,通过改进前端无源结构减少 了功率损耗,实现了30 mW的发射功率。文献[5] 提出了一种基于MMIC放大器的多芯片收发组件, 该组件工作于140~220 GHz频段,具有10 mW最高 发射功率。

本文综合考量了上述文献中的设计方案和思路,设计了一种中心频率为220 GHz的收发组件。 其采用双模谐振腔波导滤波器,对混频器产生的 214.4 GHz杂散信号起到了60 dBc 的抑制;为提高 组件发射功率,采用了四路功率合成方案和改进魔 T结构设计了功率合成放大器。相较于其他收发组 件,本组件具有高杂散抑制和高发射功率的特点。

1 系统方案设计

所需设计的收发组件技术指标如表1所示,其 工作频段为219.5~221 GHz,需要实现高杂散抑制、 高发射功率、接收链路低噪声系数、高接收增益的 要求。

在收发系统中,杂散信号的抑制指标主要受到

表1 220 GHz收发组件主要技术指标

Table 1 Essential technical indexes of 220 GHz T/R module

指标名称	参数要求
收发频率	219. 5~221 GHz
发射输入频率	5. 1~6. 6 GHz
发射输入功率	-5 dBm
发射饱和功率	≥65 mW
发射杂散抑制	≥35 dBc
收发本振	13. 4 GHz
收发本振功率	10 dBm
接收链路噪声系数	≤7. 5 dB
接收链路增益	5~10 dB

系统中器件非线性失真的影响。混频器作为系统 中常见的非线性器件,在实际应用中会产生大量杂 散信号。因此,混频器内部的杂散抑制以及链路中 滤波器的频带特性对系统整体的杂散抑制效果至 关重要,所以需要特别关注这两个模块的设计。

发射功率由发射机内部末级功率放大器决定, 而在设计过程中发现单块功率放大芯片难以达到 所要求的发射功率。为了达到发射饱和功率的要 求,考虑采用功率合成放大模块。该模块不仅能够 提升系统的输出功率,还能有效分散热量,降低单 个元件的工作温度,从而增强整个系统的稳定性并 延长使用寿命。

接收链路的噪声系数主要由第一级放大器的 噪声系数决定,因此设计时应选用低噪声系数的放 大器。考虑到滤波器和链路的传输损耗,所设计混



图1 220 GHz收发组件设计框图

Fig. 1 Design block diagram of 220 GHz T/R module

频器的变频损耗应控制在10dB以下,以满足接收 增益指标。

根据上述设计思路,本文具体设计方案如图1 所示,该组件由本振链路、发射链路和接收链路三 部分组成。发射链路中,信号经衰减、放大、均衡后 输入二次谐波混频器,再经三级放大和四路功率合 成,完成射频输出。本振链路中,13.4 GHz信号倍 频至107.2 GHz,经功分、滤波、放大后,分别输入发 射和接收链路。接收链路中,信号经低噪声放大、 二次谐波混频、滤波后输出。

2 滤波器设计

在本振链路中信号经过八倍频器后会存在 93.8 GHz七次谐波和120.6 GHz九次谐波的杂散干 扰,为避免其泄露到组件的其他链路中,在输入放大 器前应对其进行滤波处理。而在发射链路中,信号 经过二次谐波混频器进行混频时,会产生两个频带 信号,同时高次谐波杂散信号也会输出到下一级。 混频器输出端M×N谱线分布如表2所示,通过分析, 主要杂散信号为2L0、12IF+2L01、13IF+2L01信号。

表2 混频器输出端 M×N 谱线分布

 Table 2
 M×N spectral line distribution of the mixer output

$\begin{array}{ c c c c c c c } \hline \mbox{MIR} & 0 & 1 & 2 & 3 \\ \hline 0 & -1 & 2 & 3 \\ \hline 0 & -19.8 & 87.4 & -91.9 & 194.6 & -199.1 & 301.8 & & 306.3 \\ \hline -15.3 \ GHz & GHz & GHz & GHz \\ \hline -15.3 \ GHz & -13.2 & -10.2 \ GHz & -102.4 & 201.2 & & & 201.2 & & & 201.2 & & & & & & & & & & & & & & & & & & &$	MIE	NLO			
$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	MIF	0	1	2	3
$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	-3	-19.8~	87. 4~91. 9	194. 6~199. 1	301. 8~306. 3
$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$		–15. 3 GHz	GHz	GHz	GHz
$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	-2	-13.2~	97~94 GHz	201. 2~204. 2	308. 4~311. 4
$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$		–10. 2 GHz		GHz	GHz
GHz 321.6 GHz 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 334.8 % 331.8 % 332.8 % 331.8 % 332.8 %	-1	-6.6~-5.1	100. 6~102. 1	207. 8~209. 3	315~316.5
0 - 107. 2 GHz 214. 4 GHz 321. 6 GHz 1 5. 1~6. 6 GHz 112. 3~113. 8 219. 5~221 326. 7~328. 2 GHz GHz GHz GHz GHz 2 10. 2~13. 2 117. 4~120. 4 224. 6~227. 6 331. 8~334. 8 GHz GHz GHz GHz GHz 3 15. 3~19. 8 122. 5~127 229. 7~234. 2 336. 9~341. 4 GHz GHz GHz GHz GHz		GHz	GHz	GHz	GHz
1 5. 1~6. 6 GHz 112. 3~113. 8 219. 5~221 326. 7~328. 2 GHz GHz GHz GHz 2 10. 2~13. 2 117. 4~120. 4 224. 6~227. 6 331. 8~334. 8 GHz GHz GHz GHz GHz 3 15. 3~19. 8 122. 5~127 229. 7~234. 2 336. 9~341. 4 GHz GHz GHz GHz GHz	0	-	107. 2 GHz	<u>214. 4 GHz</u>	321. 6 GHz
I 3. 1~6. 6 GHz GHz GHz GHz GHz 2 10. 2~13. 2 117. 4~120. 4 <u>224. 6~227. 6</u> 331. 8~334. 8 GHz GHz GHz GHz GHz 3 15. 3~19. 8 122. 5~127 <u>229. 7~234. 2</u> 336. 9~341. 4 GHz GHz GHz GHz GHz	1	5. 1~6. 6 GHz	112. 3~113. 8	219. 5~221	326. 7~328. 2
2 10. 2~13. 2 117. 4~120. 4 <u>224. 6~227. 6</u> 331. 8~334. 8 GHz GHz GHz GHz GHz 3 15. 3~19. 8 122. 5~127 <u>229. 7~234. 2</u> 336. 9~341. 4 GHz GHz GHz GHz GHz			GHz	GHz	GHz
2 GHz GHz GHz GHz 3 15. 3~19. 8 122. 5~127 229. 7~234. 2 336. 9~341. 4 3 GHz GHz GHz GHz	2	10. 2~13. 2	117. 4~120. 4	<u>224. 6~227. 6</u>	331. 8~334. 8
3 15. 3~19. 8 122. 5~127 <u>229. 7~234. 2</u> 336. 9~341. 4 GHz GHz <u>GHz</u> GHz		GHz	GHz	GHz	GHz
GHz GHz <u>GHz</u> GHz	3	15. 3~19. 8	122. 5~127	229.7~234.2	336. 9~341. 4
		GHz	GHz	<u>GHz</u>	GHz

IF=5.1~6.6 GHz, LO=107.2 GHz

对于本振的214 GHz二次谐波信号,其距离发 射信号较近,在设计滤波器时最好通过配置零点的 方式对其进行抑制。而对于I2IF+2LOI与I3IF+2LOI 信号,混频器内部对这些交调分量的衰减较大,尽 管能输出到下一级,由于自身功率较低,对发射信 号的影响较小。

应对上述问题,所需设计的带通滤波器通带分 别为105~107 GHz和219.5~221 GHz。考虑到其工 作的频带较高,为了实现低插耗和高抑制的性能, 采用了矩形波导滤波器。波导结构相较于微带线、 悬置线等结构,插入损耗更小、功率容量更高,随着 高精度数控铣削技术的成熟,其在太赫兹波段得到 了广泛的应用。



图 2 结构与 S 参数:(a) 七阶矩形波导滤波器结构图;(b) 105~107 GHz滤波器仿真 S 参数图

Fig. 2 Structure and *S*-parameter: (a) structure of the seventh order rectangular waveguide filter; (b) simulated *S*-parameter of 105-107 GHz filter

对于105~107 GHz频段,设计了7阶矩形波导 滤波器,为了便于加工在其结构中添加了带弧度的 倒角,其结构如图2(a)所示。经过HFSS软件仿真 调试后的结果如图2(b)所示,考虑到实际加工误差 等问题会导致频率下偏和通带变窄,因此在仿真设 计时将通带进行了拓宽并往上偏移了一定频率。 从仿真图中可知,在信号频率105~107 GHz通带内 插入损耗小于0.05 dB,回波损耗大于16 dB。对 13.4 GHz本振信号进入倍频器后产生的93.8 GHz 七次谐波起到了 80 dBc 的抑制,对120.6 GHz 九次 谐波起到了45 dBc的抑制。

对于 219.5~221 GHz 频段,其干扰信号距离通 带较近,而普通的矩形波导滤波器无法以较小的尺 寸达成所需的指标,因此本文基于 TE₃₀₁/TE₁₀₂传输模 式设计了双模谐振腔矩形波导滤波器^[8],其结构如 图 3 所示。



图3 双模谐振腔矩形波导滤波器结构图

Fig. 3 Structure of dual-mode resonant cavity rectangular waveguide filter

在其双模谐振腔内两种谐振模式的信号幅度 相等、相位相反,两者电磁能量将相互抵消,从而产 生一个传输零点。而当TE₃₀₁模式传输的信号频率 低于TE₁₀₂模式传输的信号时,可在靠近通带下方配 置传输零点,从而显著提高滤波器的选择性,其在 谐振腔内的传输模式与零点产生原理如图4所示。



图4 分布图:(a)TE₃₀₁模在谐振腔中电场图;(b)TE₁₀₂模在 谐振腔中电场图;(c)TE₃₀₁/TE₁₀₂双模谐振腔中磁场分布与零 点产生原理图

Fig. 4 Schematic diagram of distribution: (a) electric field distribution of TE_{301} mode; (b) electric field distribution of TE_{102} mode; (c) schematic diagram of magnetic field distribution and zero point generation for TE_{102} mode within TE_{301}/TE_{102} dual-mode resonant cavity

基于TE₃₀₁与TE₁₀₂模式传输的信号谐振频率分 别满足式(1)与式(2)。滤波器的谐振腔为方腔圆 角结构,倒角的引入会对谐振腔内不同传输模式的 谐振频率造成影响,在设计时需要考虑倒角对谐振 频率的影响范围并适当调整配置的谐振频率。

$$f_{301} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{3}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{l}\right)^2} \qquad , \quad (1)$$

$$f_{102} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{2}{l}\right)^2} \qquad . \quad (2)$$

式(1)与式(2)中,*a*为谐振腔宽度(mm),*l*为谐振腔沿传播方向的长度(mm)。

经过HFSS软件仿真调试后的S参数如图5所示,考虑到加工误差会出现频率向下偏移以及通带 变窄的问题,因此将该滤波器的通带设置为218~ 226 GHz,在217 GHz处配置了传输零点对本振的二 次谐波起到了60 dBc的抑制,通带内回波损耗大于 15 dB。该滤波器对小于发射频率的杂散信号有 60 dBc以上的抑制,虽然通带右侧衰减较缓,但这部 分杂散信号受到混频器衰减较大,因此对发射信号 影响较小。



图 5 218~226 GHz 滤波器仿真 S 参数图

Fig. 5 Simulated S-parameter of 218-226 GHz filter

3 混频器设计

本振链路中,13.4 GHz本振信号经过八倍频后 为107.2 GHz,为实现组件收发频率指标,混频器所 采用的结构为二次谐波结构。同时根据接收链路 中所选用的放大器增益、MEMS滤波器插耗等指标 计算,混频器的变频损耗应控制在10 dB以下。

二次谐波混频器使用本振信号的二次谐波进行混频,所需的本地振荡器(Local Oscillator, LO)频率是传统混频器的一半,简化了本振的设计并且降低了制作成本。总体拓扑结构如图6所示,其内部由AP1/G2/3P14型号的肖特基反向并联二极管对和本振、射频、中频匹配电路构成。同时在射频输入

端口过渡处加入直流接地,以消除因为肖特基二极 管对不一致性而引起的直流分量。



Fig. 6 Schematic structure of mixer

为保证 RF-LO 和 LO-IF 端口隔离度,本文设计 了一个由低通滤波器、中频低通滤波器和本振波导 探针组成的本振中频双工器,其仿真模型如图7(a) 所示。为了提高混频效率和端口隔离度,双工器中的 滤波器均使用了紧凑型多谐振单元(Compact Microstrip Resonant Cell, CMRC)结构,其结构如图7(b) 所示。该结构相较于一般的高低阻抗线拥有更好 的紧凑性和宽带性能。



图 7 结构图:(a)本振中频双工器结构图;(b)CMRC滤波器 结构图

Fig. 7 Schematic diagram of structure: (a) structure of local oscillator intermediate frequency duplexer; (b) structure of CMRC filter

采用 ADS 与 HFSS 软件相结合进行仿真调试。 经过多次调试,其仿真结果如图 8(a)所示,在 210~ 222 GHz 范围内变频损耗典型值为 6.0 dB,在 218 GHz处取得最优值为 5.7 dB。为满足其他项 目的应用要求,本文加工了 10个混频器进行测试 以验证其一致性,其结果如图 8(b)所示,进行测试 的 10个混频器的变频损耗均小于 10 dB,幅度波动 在±1 dB 以内。实测结果表明,所设计的混频器满 足分析时所提出的指标,且具有良好的一致性。



图 8 变频损耗:(a)混频器变频损耗仿真结果;(b)变频损耗 实测结果

Fig. 8 Conversion loss: (a) simulated conversion loss of mixer; (b) measured frequency conversion loss of mixer

4 功率合成放大器设计

本文采用TCC2021A 功率放大芯片来实现射频 信号的末级放大。该芯片具有 20 dB 的小信号增 益,饱和输出功率为 16 dBm,但是组件的发射功率 要求大于 65 mW,只依靠单片功放芯片无法满足发 射功率要求,因此设计了功率合成放大器来实现这 一指标。合成方案如图9所示,该方案采用二进制 合成结构,通过四路功率合成来达到所需发射 功率。



图9 合成方案示意图

Fig. 9 Schematic diagram of synthesis scheme

功率合成效率是评估功率合成放大器性能的 关键指标,其计算公式如式(3)所示:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{\sum_{i=1}^{N} P_i} \qquad (3)$$

式(3)中, P_{out} 为输出功率(mW), P_i 为每路放大器输出功率(mW)。

在功率合成网络中,功放芯片输出功率幅度 与相位的差异会导致合成效率的下降。因此,在 设计无源网络前,首先设计了测试模块对同一批 次的功放芯片进行测试,以检验其工作时的一致 性,测得该批芯片的输出功率如图10所示。在 219.5~221 GHz的发射频段内,输出功率在28~ 32 mW之间,其幅度具有良好的一致性。由于测试 条件限制,无法对模块输出信号的相位进行测试, 但根据幅度波动结果,推测其相位波动较小,满足 功率合成放大器的设计要求。



图10 功放模块输出功率实测

Fig. 10 Measured output power of amplifier module

4.1 波导功分器设计

考虑到加工与高隔离度的实现,本文采用一种 改进型的E面魔T结构^[17]。其相较于传统魔T结 构,通过引入减高波导与阶梯变换结构,有效改善 了阻抗匹配问题,同时拓宽了工作带宽。该结构具 有对称性,不仅易于加工,而且在维持相位和幅度 的一致性上具有独特优势。如图11(a)所示,其中 端口1为输入端口,端口2和端口3为输出端口,端 口4为隔离端口,仿真结果如图11(b)、(c)所示。



图 11 损耗与隔离度:(a)改进型魔T结构,S参数仿真图; (b)回波损耗和传输损耗;(c)隔离度

Fig. 11 Loss and isolation: (a) improved magic-T, simulated *S*-parameter of the improved magic-T; (b) reflection loss coefficient and transmission loss coefficient; (c) isolation

从图 11(b)、(c)中可知,在 210~230 GHz 的频率 范围内,除隔离端口外的各端口回波损耗大于 20 dB, 输出端口 2 和输出端口 3 的隔离度大于 20 dB,输入 端口 1 与输出端口 4 的隔离度大于 60 dB,输入端口 1 到输出端口 2、3 的传输损耗小于 3.1 dB。

4.2 功率合成网络设计

本设计的微带-波导过渡结构采用了E面微带 探针过渡,如图12所示。





Fig. 12 Transition structure of microstrip probe & simulation result

与其他过渡结构相比,该过渡结构具有插损小、 大带宽、加工方便的优势。为了减少信号的传输损 耗,选用了低介质损耗因数的石英介质基板。从仿 真图中可知,在200~240 GHz的频率范围,该过渡结 构的回波损耗大于20 dB,插入损耗小于0.05 dB。

将改进的E面魔T结构与探针过渡结构连接起来,构成功率合成网络,其结构及仿真如图13所示。 从仿真图中可知,总体无源网络在200~240 GHz的频率范围内插入损耗小于0.5 dB,并且回波损耗大于10 dB,所设计的四路功率合成网络满足方案的需求。

5 组件实物测试

经实物加工和装配后,本组件的尺寸(不含接插件)为65×70×30 mm³,重量为690 g,其实物如图 14 所示。其腔体材料为黄铜,表面采用镀金工艺防止氧化,以保持工作的稳定性。

该收发组件在输入功率-5 dBm下,测试结果 如图15所示。在219.5~221 GHz的频段内:发射功 率大于82 mW,最高功率为95 mW,发射功率典型



图 13 模型与仿真图:(a)四路功率合成网络模型图;(b)四路功率合成网络仿真图

Fig. 13 Model and simulated diagram: (a) four-way power combining network model; (b) simulated *S*-parameter of four-way power combining network



图 14 220 GHz集成收发组件实物图

Fig. 14 Photograph of 220 GHz integrated transceiver module

值为87 mW。接收链路最大噪声系数为7.1 dB,最 小噪声系数为6.5 dB,噪声系数典型值为6.7 dB。 接收链路增益在221 GHz处取得最大值6.0 dB,在 219.5 GHz处取得最小值5.1 dB,其典型值为5.6 dB。



图 15 实测结果:(a)发射功率;(b)接收链路噪声系数;(c) 接收链路增益

Fig. 15 Measured result of 220 GHz integrated transceiver module: (a) transmitting power; (b) noise figure in the receiver; (c) receiver gain

将先前测试的功放模块的平均输出功率与实 测所得的平均输出功率带入式(3)计算可得,四路 功率合成器的功率合成效率为72.5%。受测试条 件限制,无法对组件的发射杂散抑制指标进行测试,但是在设计时,本文已经对发射链路中的杂散 信号进行了分析,并设计了滤波模块对主要杂散信 号起到了60dBc抑制,其发射杂散抑制性能应该符 合指标要求。

根据实物测试结果,本文设计的220 GHz集成 收发组件满足表1中所提出的指标要求,其中发射 功率达到了82 mW以上。表3给出了所设计组件 与其他组件发射功率的对比。在工作频率200~ 270 GHz范围内,尽管暂时没有与本文设计的组件 在工作带宽上相同的对照组件,但现有的宽带收发 组件的发射功率普遍低于本文所设计的组件。虽 然文献[20]中的发射功率略高于本组件,但其工作 频率远低于本文所设计组件的工作频率。通过表3 的对比,可以表明本文所设计的组件具有高发射频 率的显著特点。

衣 3 本义收及组件与共他收及组件住能拍标为	表3	本文收发组件与其他收发组件性能指标对比
------------------------	----	---------------------

 Table 3 Comparison of the transmitting power of the transceiver module in this paper with other transceiver modules

文献	工作频率/GHz	发射功率/mW	组件尺寸/mm ³
[20]	93~95	93	60×40×8
[21]	147~163	4	-
[22]	200~240	2	21×21×33
[23]	220~260	4	54×36×23
[24]	210~270	3	-
本文	219. 5~221	82	65×70×30

6 结论

本文研制了一种 220 GHz 集成收发组件,通 过设计 TE₃₀₁/TE₁₀₂ 双模谐振腔结构滤波器与改进 魔 T构成的功率合成放大器,分别解决了链路中 杂散抑制和发射功率不足的问题,经实测在 219.5~221 GHz的发射频段内,发射功率大于82 mW, 噪声系数小于7.1 dB,接收增益大于5.1 dB。

References

- [1] SIEGEL P H. Terahertz technology [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2002, 50 (3): 910-928.
- [2] DENG Le. Research on key technology of 500GHz+ transceiver components [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2023.
 (邓乐.500GHz+收发组件关键技术研究[D]. 成都:电子 科技大学),2023.
- [3] CUI Can. Research on short millimeter wave key devices

and transceiver module [D]. Nanjing University of Information Science and Technology, 2022.

(崔灿.短毫米波关键器件及收发组件研究[D].南京信息工程大学),2022.

- Welp B, Hansen S, Briese G, et al. Versatile dual-receiver 94-GHz FMCW radar system with high output power and 26-GHz tuning range for high distance applications [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(3):1195-1211.
- [5] Samoska L, Pukala D, Soria M, et al. A G-band multichip MMIC T/R module for radar applications [J]. IEEE, 2008:1-2.
- [6] Reck T, Zemora A, Schlecht E, et al. A 230 GHz MMICbased dideband deparating receiver [J]. IEEE Transactions on Terahertz Science & Technology, 2016, 6(1):141–147.
- [7] Schlecht E, Siles J V, Lee C, et al. Schottky diode based 1. 2 THz receivers operating at room-temperature and below for planetary atmospheric sounding [J]. IEEE Transactions on Terahertz Science & Technology, 2014, 4(6):661-669.
- [8] Xiao Y, Shan P, Zhu K, et al. Analysis of a novel singlet and its application in THz bandpass filter design [J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2018: 312–320.
- [9] Feng Y, Zhang B, Liu Y, et al. WR-2.8 band pseudoelliptic waveguide filter based on singlet and extracted pole resonator[J]. IEEE Access, 2019, 7:54705-54711.
- [10] Amari S, Rosenberg U, Bornemann J. Singlets, cascaded singlets, and the nonresonating node model for advanced modular design of elliptic filters [J]. Microwave & Wireless Components Letters IEEE, 2004, 14(5):237-239.
- [11] Zhang N B, Song R L, Hu M J, et al. A low-loss design of bandpass filter at the Terahertz band [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018, 28 (7) : 1-3.
- [12] Chen Q, Shang X, Tian Y, et al. SU-8 micromachined WR-3 band waveguide bandpass filter with low insertion loss[J]. Electronics Letters, 2013, 49(7):480-481.
- [13] XIA D J, ZHANG Y. Design of a 330 GHz sub-harmonic mixer based on planar Schottky diodes [J]. Information and Electronic Engineering, 2018, 16(03): 378-382.
 (夏德娇,张勇. 330 GHz 太赫兹次谐波混频器设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报), 2018, 16(03): 378-382.

- [14] Cui J, Zhang Y, Xia D, et al. A 220 GHz briooadband sub-harmonic mixer based on global design method [J]. IEEE Access, 2019, 7:30067-30078.
- [15] Montazeri S, Grimes P K, Tong C Y E, et al. A 220-GHz SIS mixer tightly integrated with a sub-hundred-microwatt SiGe IF amplifier[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science & Technology, 2016, 6(1):133-140.
- [16] Bulcha B T, Hesler J L, Drakinskiy V, et al. Design and characterization of 1.8 - 3.2 THz schottky-based harmonic mixers [J].IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2016, 6(5):737-746.
- [17] Ma Y B, Cao J, Zhan M Z. A 220-GHz 110-mW solidstate power combining amplifier based on novel E-plane waveguide Magic-T [J]. Infrared Milli Terahz Waves, 2023, 44:491 - 502.
- [18] Cheng H, Zhu X, Du J, et al. A Terahertz GaN solid-state power amplifier on radial combining technique [J]. Microw Opt Technol Lett, 2024, 66(4):34164.
- [19] He Y J, Mo D Y, Wu Q S, et al. A Ka-band waveguide Magic-T with coplanar arms using ridge-waveguide transition [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, 27(11):965-967.
- [20] Yang X, Huang Y S, Zhou L, et al. Low-Loss hetero-geneous integrations with high output power radar applications at W-band [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2022, 57(6):1563-1577.
- [21] Huang P, Lai R, Grundbacher R, et al. A 20-mW Gband monolithic driver amplifier using 0.07-µm InP HE-MT [C]//International Microwave Symposium Digest. IEEE, 2006:806-809.
- [22] Bryllert T, Drakinskiy V, Cooper K B, et al. Integrated 200 - 240-GHz FMCW radar transceiver module. [J].
 IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2013, 61(10):3808-3815.
- [23] Merkle T, Meier D, Wagner S, et al. Broadband 240– GHz radar for Non–Destructive testing of composite materials[J]. IEEE Journal of Solid–State Circuits, 2019, 54 (99):2388–2401.
- [24] Grzyb J, Statnikov K, Sarmah N, et al. A 210 270 GHz circularly polarized FMCW radar with a Single-Lens-Coupled SiGe HBT chip[J]. IEEE Transactions on Tera-hertz Science & Technology, 2016, 6(6):771-783.