

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, 王昊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 65×70×30 mm³.

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

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

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

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

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

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

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,所设计混频器的变频损耗应控制在10 dB以下,以满足接收增益指标。

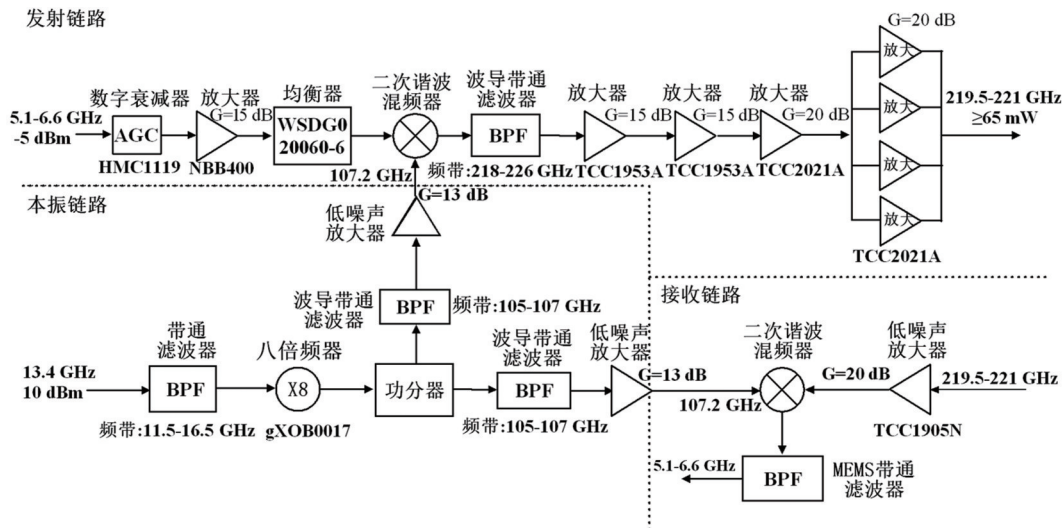


图1 220 GHz收发组件设计框图
Fig. 1 Design block diagram of 220 GHz T/R module

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 $M \times N$ 谱线分布如表 2 所示,通过分析,主要杂散信号为 $2LO$ 、 $|2IF+2LO|$ 、 $|3IF+2LO|$ 信号。

表 2 混频器输出端 $M \times N$ 谱线分布
Table 2 $M \times N$ spectral line distribution of the mixer output

MIF	NLO			
	0	1	2	3
-3	-19.8~	87.4~91.9	194.6~199.1	301.8~306.3
	-15.3 GHz	GHz	GHz	GHz
-2	-13.2~	97~94	201.2~204.2	308.4~311.4
	-10.2 GHz	GHz	GHz	GHz
-1	-6.6~-5.1	100.6~102.1	207.8~209.3	315~316.5
	GHz	GHz	GHz	GHz
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
2	10.2~13.2	117.4~120.4	224.6~227.6	331.8~334.8
	GHz	GHz	GHz	GHz
3	15.3~19.8	122.5~127	229.7~234.2	336.9~341.4
	GHz	GHz	GHz	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 $|2IF+2LO|$ 与 $|3IF+2LO|$ 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。

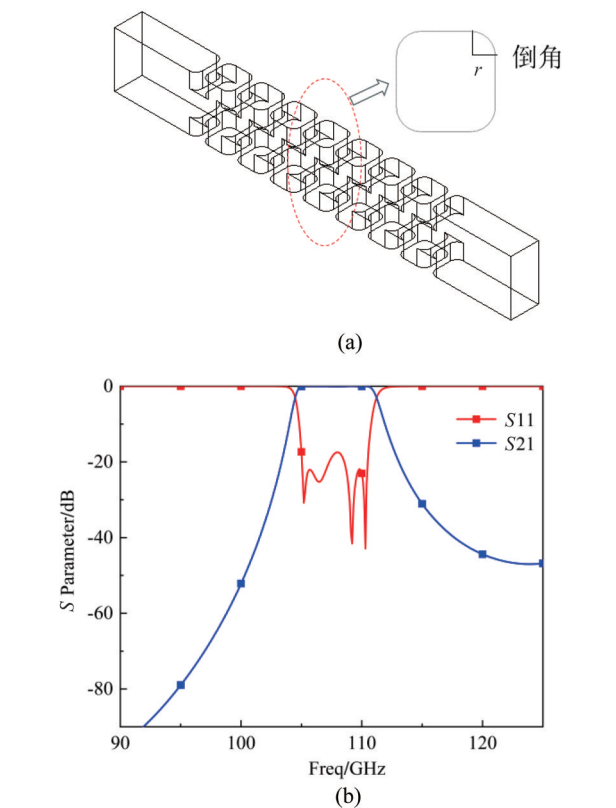


图 2 结构与 S 参数:(a)七阶矩形波导滤波器结构图;(b) 105~107 GHz 滤波器仿真 S 参数图
Fig. 2 Structure and S -parameter: (a) structure of the seventh order rectangular waveguide filter; (b) simulated S -parameter of 105~107 GHz filter

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 TE_{301}/TE_{102} 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。

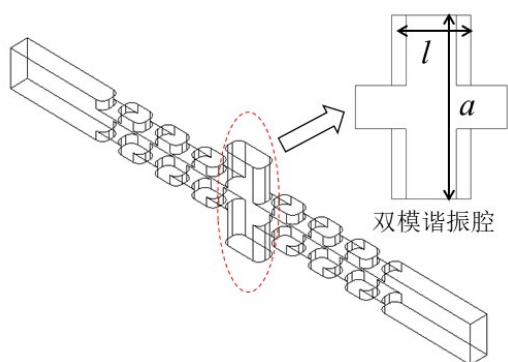


图3 双模谐振腔矩形波导滤波器结构图

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 TE_{301} 模式传输的信号频率低于 TE_{102} 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。

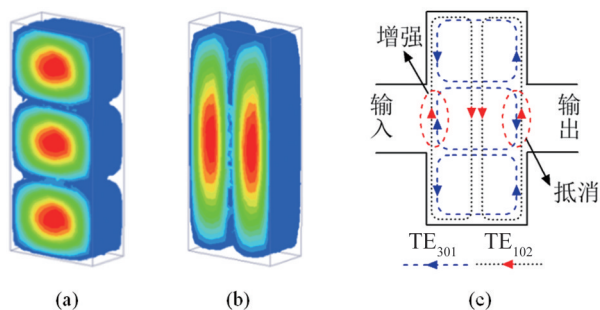


图4 分布图:(a) TE_{301} 模在谐振腔中电场图;(b) TE_{102} 模在谐振腔中电场图;(c) TE_{301}/TE_{102} 双模谐振腔中磁场分布与零点产生原理图

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 TE_{301} 与 TE_{102} 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。

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

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

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。

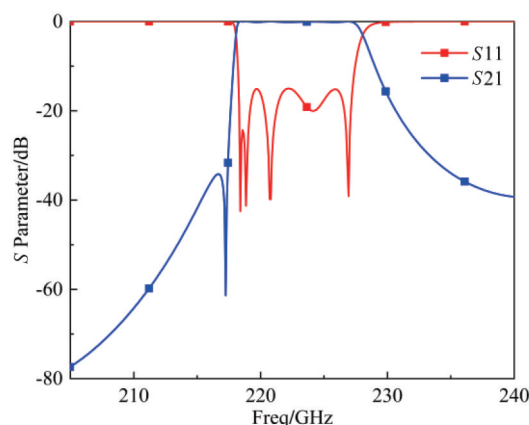


图5 218-226 GHz 滤波器仿真 S 参数图

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

端口过渡处加入直直接地,以消除因为肖特基二极管对不一致性而引起的直流分量。

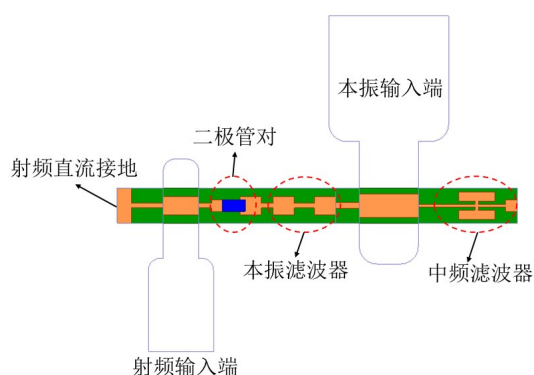


图6 混频器整体结构示意图

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。

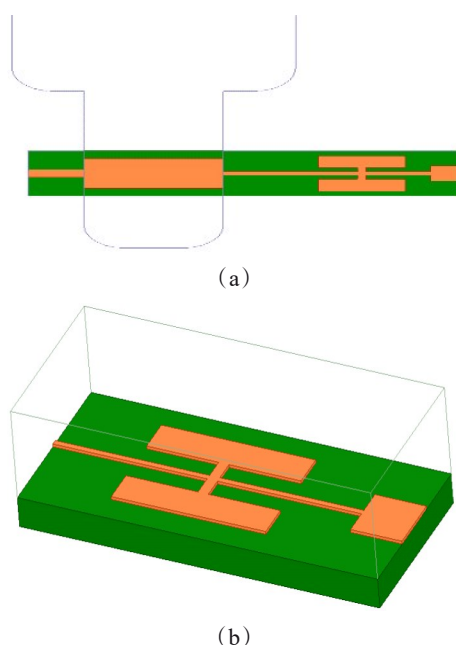


图7 结构图:(a)本振中频双工器结构图;(b)CMRC滤波器结构图

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。

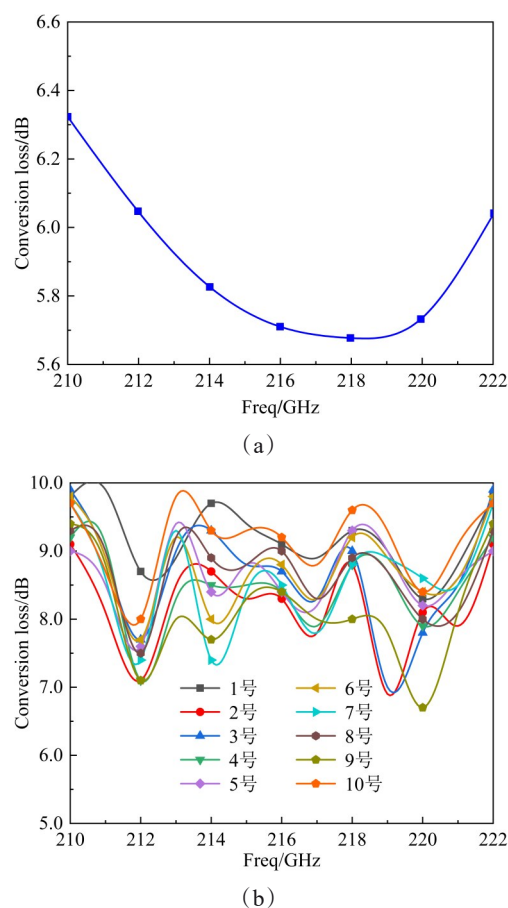


图8 变频损耗:(a)混频器变频损耗仿真结果;(b)变频损耗实测结果

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。

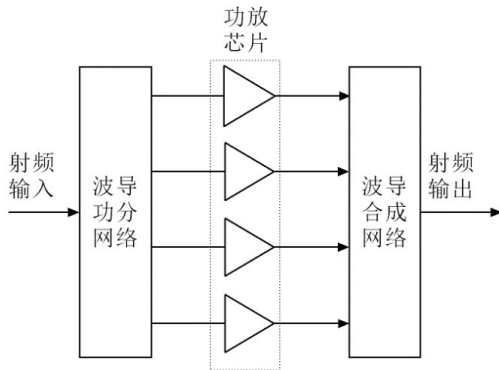


图9 合成方案示意图

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:

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

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。

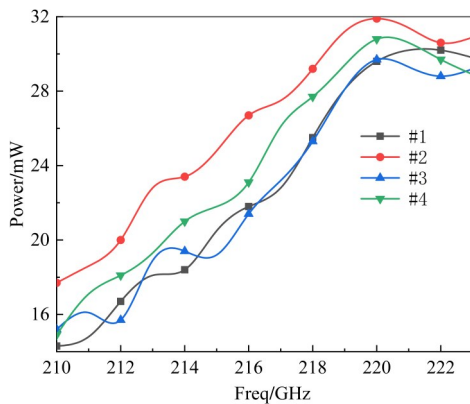


图10 功放模块输出功率实测

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。

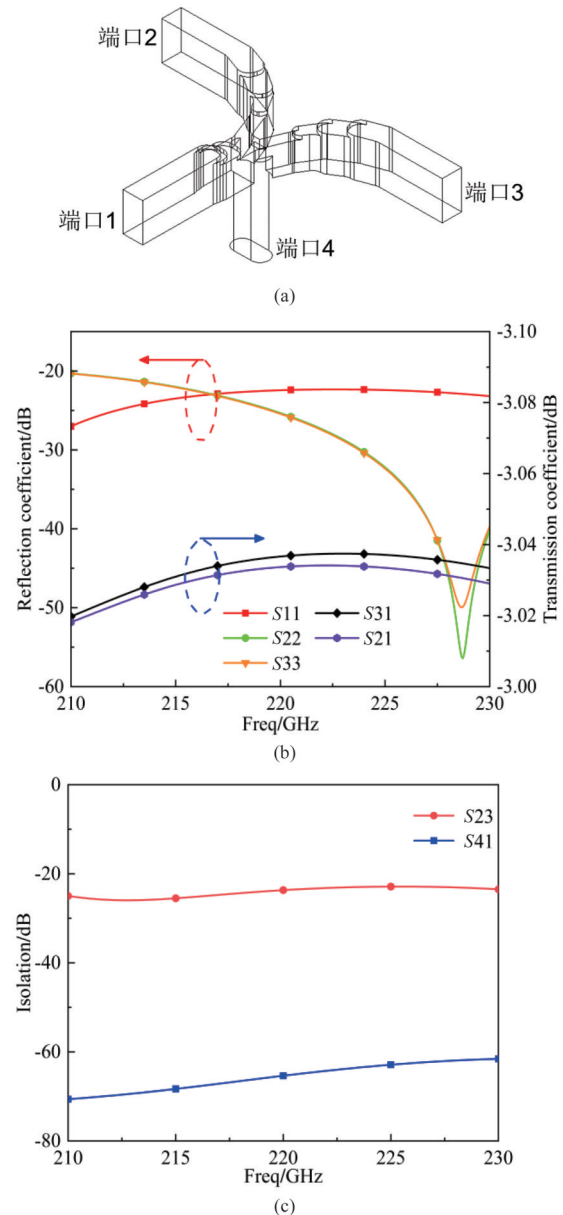


图11 损耗与隔离度:(a)改进型魔T结构,S参数仿真图;(b)回波损耗和传输损耗;(c)隔离度

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。

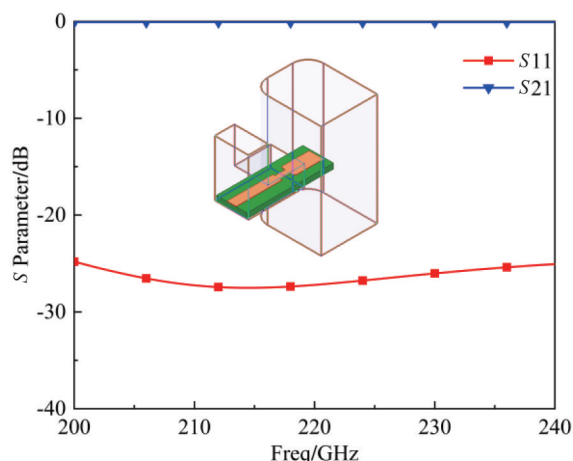


图 12 微带探针过渡结构与仿真结果

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

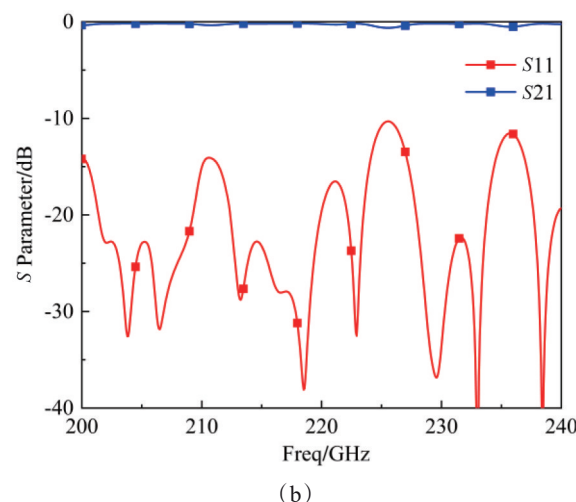
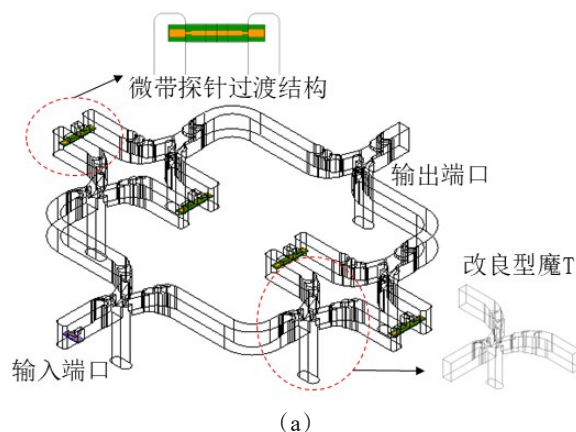


图 13 模型与仿真图:(a)四路功率合成网络模型图;(b)四路功率合成网络仿真图

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。

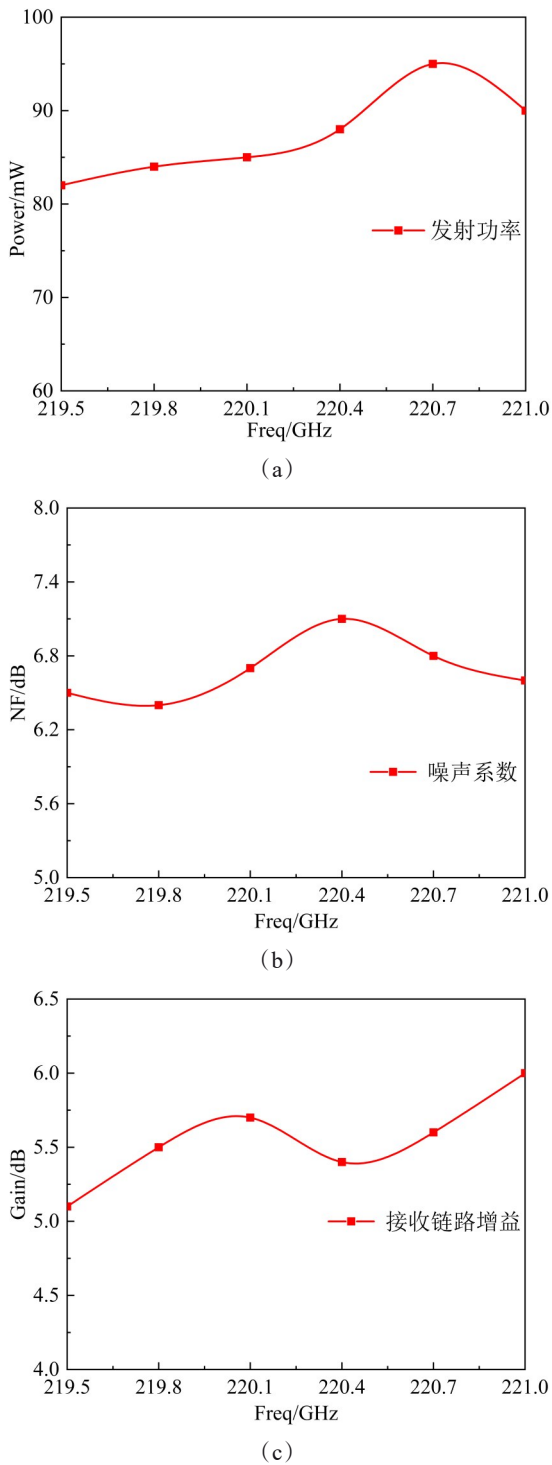


图 15 实测结果:(a)发射功率;(b)接收链路噪声系数;(c)接收链路增益

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 60 dBc 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。

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.
- [4] 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 multi-chip MMIC T/R module for radar applications [J]. IEEE, 2008:1-2.
- [6] Reck T, Zemora A, Schlecht E, et al. A 230 GHz MMIC-based dideband separating 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 broadband 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-micro-watt 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 solid-state 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]. Micro 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 heterogeneous 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 G-band monolithic driver amplifier using 0.07- μm InP HEMT [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 Terahertz Science & Technology, 2016, 6(6):771-783.