

基于 GaAs 肖特基二极管的 330 GHz 接收前端技术研究

姚常飞, 陈振华, 葛俊祥

(南京信息工程大学 电子与信息工程学院, 江苏 南京 210044)

摘要: 基于 GaAs 肖特基二极管, 设计实现了 310 ~ 330 GHz 的接收机前端. 接收机采用 330 GHz 分谐波混频器作为第一级电路, 为降低混频器变频损耗, 提高接收机灵敏度, 分析讨论了反向并联混频二极管空气桥寄生电感和互感, 采用去嵌入阻抗计算方法, 提取了二极管的射频、本振和中频端口阻抗, 实现了混频器的优化设计, 提高了变频损耗仿真精度. 接收机的 165 GHz 本振源由 $\times 6 \times 2$ 倍频链实现, 其中六倍频采用商用有源器件, 二倍频则采用 GaAs 肖特基二极管实现, 其被反向串联安装于悬置线上, 实现了偶次平衡式倍频, 所设计的倍频链在 165 GHz 处输出约 10 dBm 的功率, 用以驱动 330 GHz 接收前端混频器. 接收机第二级电路采用中频低噪声放大器, 以降低系统总的噪声系数. 在 310 ~ 330 GHz 范围内, 测得接收机噪声系数小于 10.5 dB, 在 325 GHz 处测得最小噪声系数为 8.5 dB, 系统增益为 (31 ± 1) dB.

关键词: GaAs 肖特基二极管; 倍频器; 分谐波混频器; 接收机

中图分类号: TN77 文献标识码: A

Development of 330 GHz receiver front-end with GaAs Schottky diodes

YAO Chang-Fei, CHEN Zhen-Hua, GE Jun-Xiang

(School of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract: A 310 ~ 330 GHz receiver front-end with Schottky diode was designed and tested. The receiver first stage is a subharmonic mixer (SHM). In order to lower conversion loss (CL) and improve receiver sensitivity, the diode parasitic parameters such as the air-bridges inductance and their mutual inductance were discussed. The diode RF, LO and IF port impedance were calculated with embedding analysis for circuit optimization. The simulated CL accuracy was improved. The LO sources was realized by a $\times 6 \times 2$ multiplying chain, in which the sextupler is a commercial active multiplying chip. The balanced doubler was realized by a anti-series Schottky diode mounted on a suspended line. The chain can generate 10 dBm output power at 165 GHz to pump the receiver SHM. The receiver second stage is a low noise IF amplifier for lowering system noise figure. In the frequency range of 310 ~ 330 GHz, the measured receiver noise figure is lower than 10.5 dB with a minimum value of 8.5 dB at 325 GHz. The receiver gain is (31 ± 1) dB.

Key words: GaAs Schottky diode, multiplier, subharmonic mixer, receiver

PACS: 84.40.-x

引言

太赫兹技术广泛应用于深空探测、卫星遥感、射电天文学等领域. 早在上世纪 70 年代, 国外就对太赫兹固态电路技术开展了研究. 受应用系统需求的

牵引, 及 GaAs 半导体二极管工艺技术的逐渐成熟, 国外发达国家在结构紧凑、高可靠性、宽带的太赫兹固态二极管倍频、混频和检波等领域开展了大量的研究, 已有工作到 3 THz 的商用倍频源、2.2 THz 的混频器和 1.1 THz 的收发组件^[1-4]. 最具代表性的太

收稿日期: 2016-12-07, 修回日期: 2017-04-14

Received date: 2016-12-07, revised date: 2017-04-14

基金项目: 江苏省双创团队人才计划

Foundation items: Supported by Jiangsu Innovation & Entrepreneurship Group Talents Plan

作者简介 (Biography): 姚常飞 (1982-) 男, 江苏常州人, 博士, 高级工程师, 研究方向微波毫米波小型化 TR 组件及亚毫米波辐射计. E-mail: yaoefl982@163.com

赫兹器件和系统研究机构有美国国家航空航天局 (NASA) 的喷气推进实验室 (JPL) 和美国 VDI 公司. 相较于太赫兹 GaAs 二极管技术而言, 太赫兹 InP HEMT 及 InP HBT 低噪声放大器和功率放大器的研究进展很快, 出现了部分商用化的太赫兹低噪声产品, 离工程化应用的差距也越来越小, 但太赫兹高频低噪声放大器的噪声系数及功率放大器的输出功率仍劣于二极管混频和倍频器件, 因此到目前为止, 太赫兹接收机主要以二极管混频接收为主^[5]. 基于 GaAs 肖特基二极管实现的太赫兹辐射源和接收机将继续保持高性能、低成本等优势, 在太赫兹收发组件中得到广泛的应用^[1-18].

本文在传统的 GaAs 肖特基二极管等效电路模型基础上, 分析了反向并联混频二极管空气桥的寄生电感和互感影响, 从而进一步提高了混频器的变频损耗仿真精度. 所设计的 330 GHz 谐波混频器变频损耗仿真和实测结果误差小于 1.2 dB, 说明了提取的二极管寄生电感和互感参数的有效性. 为进一步降低混频器变频损耗, 在中频输出电路中采用了一级紧凑型强谐振的 Hammer-head 滤波器结构, 用该结构替代传统的高低阻抗低通滤波器, 实现相同射频信号抑制度的同时使混频电路物理尺寸更小, 降低了中频信号的传输损耗. 接收机的 165 GHz 本振源由 $\times 6 \times 2$ 倍频链路实现, 在 165 GHz 输出约 10 dBm 的信号以驱动 330 GHz 接收前端混频器. 实测结果表明, 在 310 ~ 330 GHz 内, 接收机噪声系数小于 10.5 dB, 在 325 GHz 处测得最小噪声系数为 8.5 dB, 系统增益为 (31 ± 1) dB. 本文所设计的 330 GHz 谐波混频器和接收机性能达到了国外发达国家同类产品水平.

1 165 GHz 本振源

165 GHz 本振源的设计方案如图 1 所示, 由 Ku 波段带通滤波器、AD 公司商用的 W 波段六倍频器 HMC1110、W 波段带通滤波器、AD 公司商用的 W 波段功率放大器 HMC-APH634 及 165 GHz 肖特基二极管二倍频器组成.

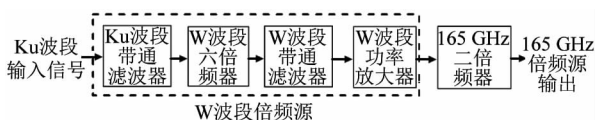


图 1 165 GHz 本振源原理图

Fig. 1 Schematic of the 165 GHz local oscillator

1.1 带通滤波器设计

为了对 Ku 波段输入信号进行一定的杂散抑制, 同时起到隔离直流信号的效果, 本文采用平行耦合线结构, 设计了如图 2 所示的本振带通滤波器, 该带通滤波器电路无需接地、结构简单、易于实现, 同时具有寄生通带高、频带范围宽的优点, 其相对带宽最大可达 20%, 是一种被广泛应用的微带带通滤波器^[19]. 设计的滤波器由 6 个平行耦合线谐振器组成, 每个谐振器的长度约为中心频率的半波长. 电路基板采用了 0.254 mm 厚、介电常数为 9.6 的陶瓷基片, 通过薄膜工艺制作实现, 滤波器尺寸约为 $16 \text{ mm} \times 2.4 \text{ mm} \times 0.254 \text{ mm}$. 由图 3 实测结果看出, 仿真和测试结果吻合较好, 在 11.5 ~ 16 GHz 通带内插损小于 1.5 dB, 回波损耗大于 15 dB (驻波小于 1.43), 可以满足倍频链路的使用要求.

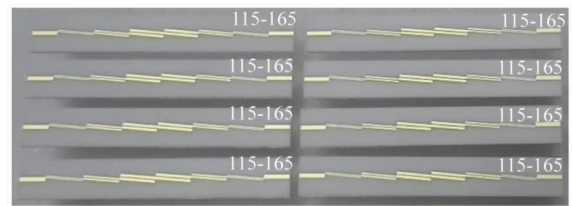


图 2 X 波段带通滤波器

Fig. 2 Photo of the X-band BPF

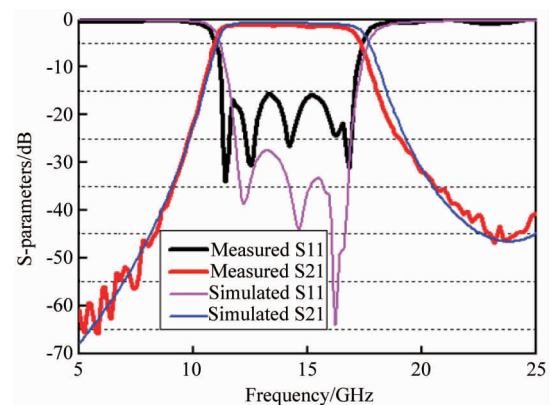


图 3 X 波段带通滤波器测试结果

Fig. 3 Measured results of the X-band BPF

W 波段 E 面鳍线带通滤波器由金属波导和插入膜片两部分组成, 由于 W 波段金属标准波导的宽边只有 2.54 mm, 同时, 金属鳍的加工精度没有印制板的加工精度高, 因此选用 E 面单鳍滤波器结构. 鳍线利用双面敷铜印制板作为单面鳍线加工而成. 与标准金属波导谐振单元相比, 其在宽边中间插入了印制板材料. 为了保证鳍线印制板与波导腔体接

地的连续性,将直径为 0.4 mm,间距为 0.8 mm 的过孔金属化,并在加工工艺允许的情况下尽量将金属化过孔与金属波导壁的距离缩小,以保证金属化鳍线与波导腔体的共地性能.设计的 W 波段 80-88GHz 带通滤波器如图 4 所示,电路尺寸约为 13.5 mm × 9.2 mm × 0.127 mm,采用 RG5880 厚度 0.127 mm、介电常数 2.2 的基板实现.从图 5 看出,仿真与测试(受测试条件限制,在 65 ~ 75 GHz 频带内无法提供测试结果)的数据频带偏移约 0.65 GHz,这可能是由 CST 电磁仿真软件设置的材料参数近似等效、介质介电常数不均匀及加工误差等因素引起.在 80.2 ~ 87.9 GHz 频带内,测得该滤波器插损小于 2 dB,回波损耗优于 8.2 dB,滤波器对 Ku 波段 13.33 GHz 信号的五次谐波(66.65 GHz)和七次谐波(93.31 GHz)的抑制大于 40 dB.



图 4 W 波段带通滤波器
Fig. 4 Photo of the W-band BPF

1.2 165 GHz 二倍频器

在 110 GHz 以上,尚未有较成熟的、低成本的商用固态放大器,因此为了获得输出功率较高的 165 GHz 信号,主要通过增加 82.5 GHz 输入驱动信号功率和提高 165 GHz 二倍频器效率来提高倍频器的输出功率.利用成熟的 W 波段放大器芯片,通过功率合成技术,可以很容易地得到所需的倍频器输入驱动功率.目前 110 GHz 以上的倍频非线性器件主要有 InP MHEMT、pHEMT 及 GaAs 二极管,从国外报道文献看,基于 GaAs 二极管的倍频器带宽比 HEMT 倍频器更宽,输出功率更大^[1-5, 15-18].平面肖特基倍

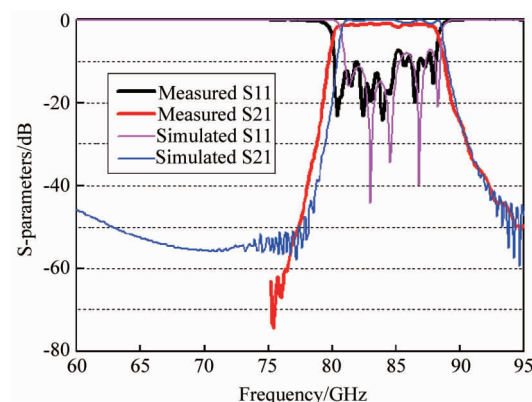


图 5 W 波段带通滤波器测试结果
Fig. 5 Measured results of the W-band BPF

频二极管主要有异质结势垒变容二极管(HBV)和肖特基变容二极管(PSVD).HBV 二极管具有对称的 $C-V$ 特性和非对称的 $I-V$ 特性,适用于奇次倍频,电路设计简单,无需直流偏置电路,通常二极管被制成多势垒结构,以提高输入功率容量,为改善散热问题,有报道采用散热性能较好的 AlN 基片.而肖特基变容二极管通常被制作成阵列结构,以满足高功率容量及平衡式电路设计的需要^[15-18].随着半导体二极管技术的发展和工作频率的进一步提高,太赫兹倍频二极管由原来的分立式发展到现在的集成二极管电路技术,减小了二极管焊接时引入的寄生效应,提高了二极管的一致性,使得太赫兹器件和电路的性能得到了进一步改善.

本文所设计的 165 GHz 二倍频器采用了 Erickson 所提出的平衡式二倍频器结构,两个 5VA40-13 (每个二极管由三个二极管结串联组成)二极管被反向串联安装于波导腔体的 E 面中心,输入信号通过探针实现等幅反向激励,输出电流等幅同向相加,从而形成平衡式二倍频.这种结构可以抑制奇次谐波,简化空闲电路的设计,并可提高倍频器的倍频效率.二倍频器仿真模型如图 6 所示,二倍频器输入信号通过波导传输馈入,为 TE_{10} 模式,而倍频后的输出信号则通过悬置带线传输,为准 TEM 模式.为实现两种模式较好的隔离,同时不激励出其它模式信号,我们对悬置带线屏蔽腔的结构尺寸作了分析讨论,以便实现高的二倍频效率,提高系统效率.

如图 7 所示的悬置带线截面图,二倍频后的信号输出悬置电路可能存在三种基本的电磁场传输模式:(1)微带模式,该模式的场和输入波导 TE_{10} 模式的场正交,因此悬置带线上很难激励出该模式;(2)波导模式,当变量 A 数值大于变量 B 时,电场的模

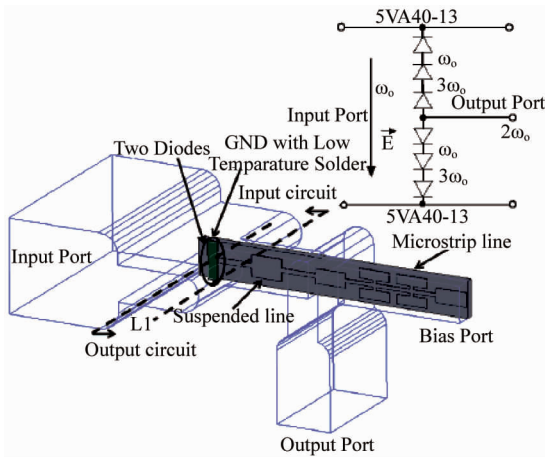


图6 165 GHz 二倍频器仿真模型
Fig. 6 Simulation model of the 165 GHz doubler

式类似于波导中的 TE_{10} 模式,其与输入波导的模式是近似正交的,很难在倍频输出悬置线中激励出来,在该倍频器电路中,为了有效地抑制波导模式,变量 A 设计值须大于变量 B ; (3) 槽线模式,该模式的电场与波导 TE_{10} 模式的场近似平行,因此该模式的电磁场很容易在悬置线中被激励出来,该模式的截止频率随着变量 A 的增加而增加,随着变量 B 的增加而降低,当设计的 165 GHz 倍频器悬置线槽宽 B 取为 0.3 mm 时,结合图 7 槽线模式截止频率与槽宽变量 A 的关系曲线,同时考虑到倍频二极管的安装问题,最终选择的悬置线屏蔽槽截面取为 0.56 mm × 0.3 mm,此时悬置线屏蔽腔的截止频率为 200 GHz,能够对倍频器输出悬置线的槽线模式实现很好的抑制. 所设计的倍频器利用输入波导 TE_{10} 波导模式与输出电路模式正交的特点,可以实现输入和输出信号较好的隔离,与传统的微带结构、鳍线倍频结构相比,该倍频电路设计简单,损耗小,从而具有更高的倍频器效率.

165 GHz 二倍频器主要由倍频二极管、输出波导-微带过渡、输入输出匹配网络及偏置低通滤波器构成. 通过上述分析可知,该倍频器输入和输出电路是相互独立的,可分别单独设计. 基于谐波平衡分析法计算得到二极管的射频、本振、中频端口阻抗,采用线性分析方法优化设计模块电路各个部分的匹配网络,经单独优化设计后,结合二极管物理结构,在场仿真软件中建立倍频电路的整体场仿真模型如图 6 所示,提取相应的多端口 S 参数文件,在路仿真软件中结合二极管 SPICE 模型,优化偏置工作点和倍频效率,性能满足要求则设计输出,不满足指标要求

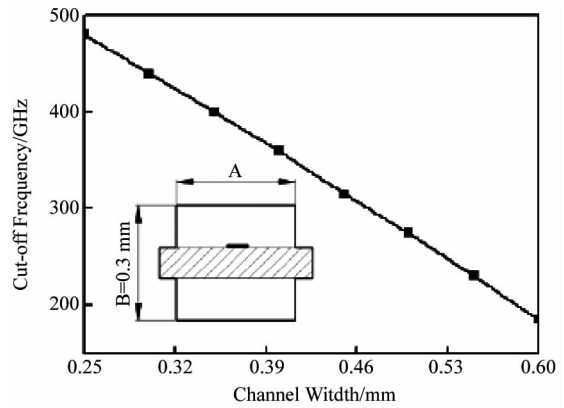


图7 槽线模式截止频率与槽宽 A 关系曲线
Fig. 7 Slot mode cutoff frequency vs. channel width A

则重新优化设计电路的各个无源网络. 倍频电路传输线基板采用低损耗角的石英基片,介电常数为 3.78,厚度为 76 μm ,采用薄膜工艺制作微带线. 石英电路板长宽比不易过大,否则容易破碎. 我们采用 ANSYS 软件对电路作了热力学分析,满足要求后才实现输出,最终设计的倍频电路尺寸约为 3.8 mm × 0.54 mm × 0.076 mm. 倍频器壳体分上下腔加工,采用铜材料,表面镀金处理. 采用 Epoxy 公司的 H20E 导电银胶将石英基板固定到壳体上,二极管则采用低温钢焊料焊接至电路和腔体上. 仿真和实测倍频效率如图 8 所示,当自偏置电阻为 1.1 k Ω 时,倍频器在 160 ~ 190 GHz 实测效率为 11.2% ~ 13.6%,在 164 GHz 测得最高效率为 13.6%,倍频效率仿真和测试结果吻合较好,误差小于 2.2%. 二倍频器输入的 W 波段信号源驱动功率和倍频器输出功率测试数据如图 9 所示,在 160 ~ 180 GHz,倍频输出功率为 12 ~ 20 mW,该二倍频输出信号将作为本振源驱动 330 GHz 二次谐波混频器.

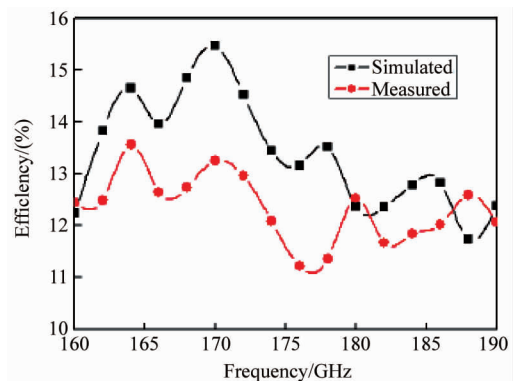


图8 165 GHz 二倍频器效率
Fig. 8 Efficiency of the 165 GHz doubler

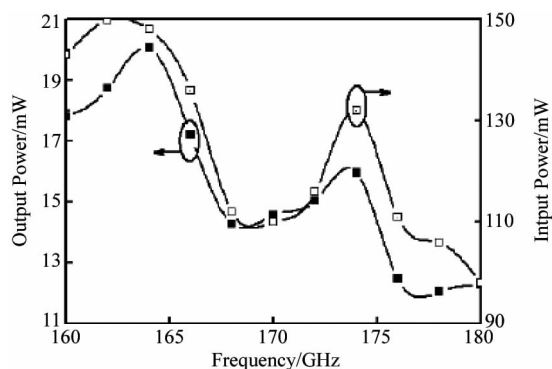


图9 165 GHz 二倍频器输出功率
Fig.9 Output power of the 165 GHz doubler

2 330 GHz 分谐波混频器

在 110 GHz 以上频段,由于缺少成熟、低成本的商用低噪声放大器,因此该频段主要还是以混频接收机为主.本文设计的 330 GHz 接收机为了降低本振工作频率,接收前端第一级电路采用分谐波混频器,其与基波混频器相比,缺点是变频损耗要高.为了实现低变频损耗,采用反向并联二极管对实现平衡式二次谐波混频,这不但能简化空闲频率的回收电路设计,还降低了本振频率和其引入的噪声功率,提高了端口间隔离度,且设计优良的分谐波混频器能实现与基波混频器相接近的变频损耗性能.混频二极管采用 Teratech 公司的 GaAs 肖特基二极管 AP1/G2/3P14,物理参数如下:尺寸 $170 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m} \times 15 \mu\text{m}$ (长、宽、高)、肖特基接触面积 $3.14 \mu\text{m}^2$ 、外延层浓度 $2 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$ 和厚度 $0.075 \mu\text{m}$ 、缓冲层浓度 $5 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}$ 和厚度 $2 \mu\text{m}$;通过二极管静态电压-电流和电压-电容测试数据推导得到其主要的 SPICE 模型参数如下: $R_s = 7.0 \Omega$ 、 $n = 1.18$ 、 $I_s = 5.0 \times 10^{-15} \text{A}$ 、 $C_{j0} = 4.7 \text{fF}$.

由于工作频率高,当二极管封装尺寸与工作波长可比拟时,器件的封装尺寸已影响到其内部场分布,因此电路设计时必需考虑器件物理尺寸对电路性能的影响,因此混频二极管器件的建模显得格外重要.二极管半导体器件模型分为本征部分和非本征部分,前者用于产生非线性效应,后者则为外围寄生部分,是线性效应.对于这两部分,我们采用了不同的研究方法.非本征部分是基于器件的物理结构,建立相应的 3D 电磁模型,通过提取和拟合 S 参数,从而建立精确的等效电路模型,以定量考查封装带来的寄生效应.对于本征部分,则是通过二极管的主要 SPICE 模型参数来模拟.

定量分析反向并联二极管的寄生效应时,在场

仿真软件 HFSS 中建立了如图 10 所示的三维电磁结构和等效电路模型,二极管材料参数设置如表 1 所示,首先对二极管并联空气桥电感和互感进行了分析,通常在建立二极管的等效电路模型时,其并联空气桥互感并没有在等效电路中体现,以至其对电路性能的影响常常被忽略掉.采用了奇偶模分析法,在 HFSS 软件中分别设置奇偶模分析电压信号(V_1 、 V_2 为 1 V 和 V_1 为 1 V、 V_2 为 -1 V),计算得到的奇偶模阻抗为(Z_e 、 Z_o),由自感(L_r)和互感(L_M)各自的计算公式 $\text{Im}(Z_e + Z_o)/2\omega$ 和 $\text{Im}(Z_e - Z_o)/2\omega$ ^[20],可以求得二极管空气桥的自感 L_r 为 9.2pH ,互感 L_M 为 -0.41pH .由二极管 3D 电磁模型,通过提取和拟合 S 参数,得到的二极管焊盘间电容 C_{pp} 为 10.5fF ,二极管焊盘和空气桥电容 C_{fp} 为 3.2fF .

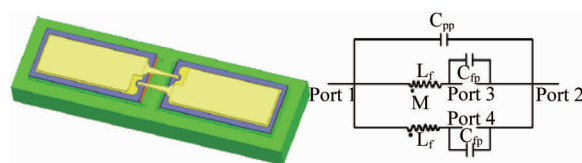


图10 二极管 3D 模型及等效电路
Fig.10 3-D model and equivalent circuit of the diode

表 1 二极管材料参数

Table 1 Material properties of the diode

材料	掺杂浓度	厚度	场仿真设置
N 外延层	2×10^{17}	$0.075 \mu\text{m}$	理想导体
N^+ 缓冲层($\epsilon_r = 12.9$)	5×10^{18}	$2 \mu\text{m}$	
衬底层($\epsilon_r = 12.9$)	0	$15 \mu\text{m}$	有损耗介质
SiO_2 层($\epsilon_r = 4$)	0	$0.1 \mu\text{m}$	

混频器实物和仿真模型如图 11 所示,330 GHz 混频器主要由混频二极管、输入输出波导-微带过渡、射频和本振匹配网络及中频低通滤波器构成.在设计射频和本振匹配网络时,为了得到二极管射频和本振的端口阻抗,基于上述二极管本征和非本征部分参数的结合,采用谐波平衡分析方法,分析出在本振频率为 165 GHz、驱动功率 4 mW 时,其射频和本振端口阻抗分别为 $75 + j62$ 和 $102 + j178$,基于该阻抗,通过线性分析方法,采用高低阻抗微带线作为匹配网络,综合优化设计得到混频器射频和本振匹配网络.中频低通滤波器采用了一级紧凑型强谐振的 Hammer-head 滤波器结构,用该结构替代传统的高低阻抗低通滤波器,传统的高低阻抗滤波器结构由于受到传输线极限阻抗物理尺寸和 $1/4$ 波长的限制,难以在控制传输线长度的同时实现较高的抑制度.紧凑型 Hammer-head 滤波器利用指型枝节传输

线之间在高频下的强电容和强电感特性实现所需频率的高抑制度. 因此在同样的本振和射频信号抑制情况下, Hammer-head 型低通滤波器能够尽可能缩短中频信号的传输距离, 减小中频信号传输损耗, 达到降低混频器变频损耗的目的.

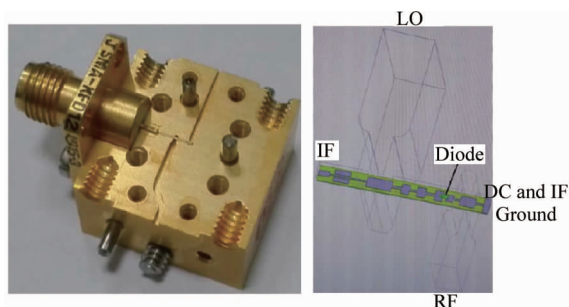


图 11 混频器实物和仿真模型
Fig. 11 Photos of the mixer and simulation model

330 GHz 混频电路基板采用低损耗角的石英芯片, 介电常数 3.78, 厚度 50 μm , 采用薄膜工艺制作微带线. 设计的石英电路基板长宽比不易过大, 否则容易破碎, 同样采用 ANSYS 软件对电路作了热力学分析, 最终设计的混频电路尺寸为 2.6 mm \times 0.25 mm \times 0.05 mm. 混频器壳体分上下腔加工, 采用铜材料, 表面镀金处理. 混频管采用低温钢焊料焊接到电路上, 石英电路则采用 Epoxy 公司的 H20E 导电银胶固定到壳体上. 本振端口为标准 WR-05 波导, 尺寸 1.3 mm \times 0.65 mm; 射频端口为标准 WR-03 波导, 尺寸为 0.71 mm \times 0.355 mm; 中频输出接口采用 KFD-12 型 SMA 接头. 仿真得到的混频器变频损耗如图 12, 当本振频率固定为 330 GHz 时, 在 300 ~ 360 GHz 内, 仿真得出混频器单边带变频损耗小于 10 dB, 在 340 GHz 得到最小损耗为 8.5 dB, 其波动值在 ± 1.1 dB 以内.

受到测试条件限制, 实验室无法提供工作于 330 GHz 的射频信号源, 因此我们没有对 330 GHz 分谐波混频器的变频损耗进行单独测试, 只对其构成的 330 GHz 接收机整机噪声系数进行了测试, 根据系统测得的整机噪声系数和低频低噪声放大器噪声系数, 由噪声系数级联公式可以推导出接收机前端混频器的噪声系数, 该数值即可近似等效为混频器的变频损耗.

3 试验研究

研制的 330 GHz 接收前端系统如图 13 所示, 本文采用 Y 因子测量方法, 对接收机噪声温度进行了

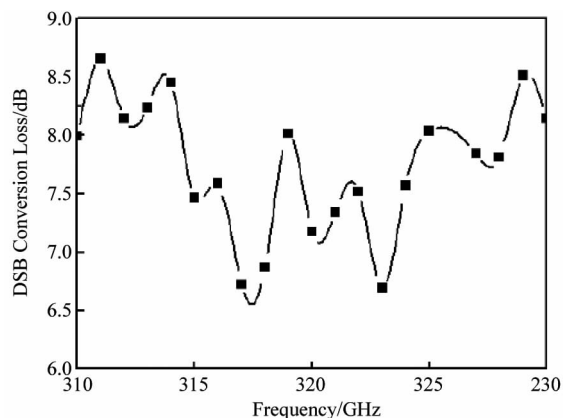


图 12 330 GHz 混频器双边带变频损耗仿真结果
Fig. 12 Simulated DSB CL results of the 330 GHz mixer

测试. 330 GHz 混频器输出端接低噪声中频放大器 (WHM0003AE) 以降低系统整机噪声系数. 中频放大器模块内部采用两级放大器, 在 0.02 ~ 0.5 GHz 内, 该模块测得增益为 43 dB, 噪声系数为 0.8 ~ 1 dB. 330 GHz 接收机输入端接对应频率的圆锥喇叭天线, 冷热黑体源采用中国科学院国家空间科学中心提供的俄罗斯制标定源, 低噪放中频输出端接功率计, 在冷热态时, 得到不同的中频输出功率值, 功率值差即为 Y 因子, 由 Y 因子即可计算得到接收机的噪声系数. 接收机实物照片和噪声系数性能测试曲线分别如图 13 和 14 所示, 在 310 ~ 330 GHz 内, 测得接收机噪声系数小于 10.5 dB, 在 325 GHz 处测得最小噪声系数为 8.5 dB.

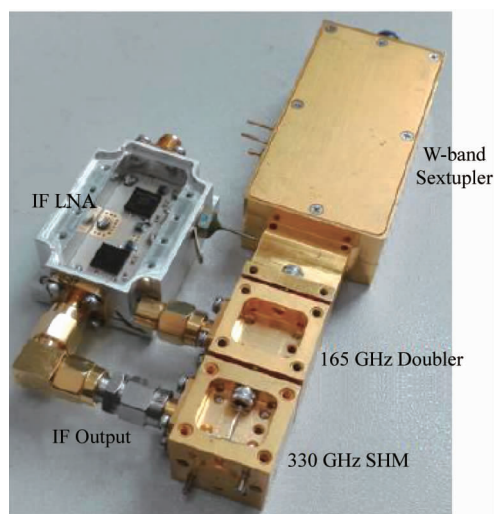


图 13 330 GHz 接收机实物照片
Fig. 13 Photo of the 330 GHz mixer

从表 2 比较看出, 本文所设计的 330 GHz 混频接收机性能达到了国外如 VDI、RPG、Millitech 等公

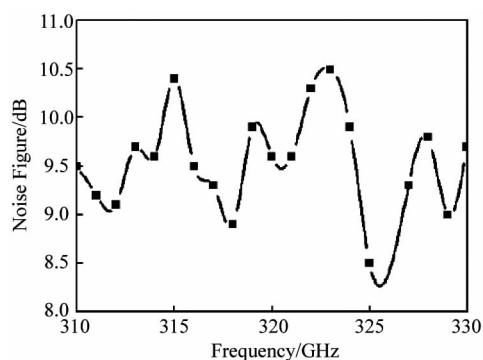


图 14 330 GHz 混频接收机噪声系数测试结果
Fig. 14 Measured noise figure of the 330 GHz mixing receiver

司同类产品的性能水平,接收机噪声系数优于 Farran 公司的混频器产品. 与 NGST 公司的 InP HEMT 低噪声器件性能相比,所设计的接收机如果扣除中频低噪声放大器对系统噪声系数的贡献约 1 dB,则混频器噪声系数(7.5 ~ 9.5 dB)和低噪声放大器的噪声系数基本相当. 混频器仿真结果如图 12 与实测噪声系数结果吻合的较好,误差在 1.2 dB 以内. 该混频接收机所获得的优良性能,验证了本文中反向并联混频二极管空气桥寄生电感和互感参数进行提取的重要性与有效性,更说明了基于 GaAs 二极管技术实现的太赫兹接收机产品将继续保持高性能、低成本的优势,在太赫兹收发组件中将会得到广泛的应用.

表 2 接收机与混频器性能比较

Table 2 Performance comparison of the receivers and mixers

公司	类型	型号	噪声系数/dB	备注
本文	接收机	310 ~ 330GHz	8.5 ~ 10.5	
VDI [1]	接收机	300 GHz _{Rx}	10 ~ 12	二次谐波混频接收机
Millitech[2]	接收机	MSH-04-250(240 ~ 260 GHz)	典型值 9.0	
RPG [3]	混频器	SHM 300-350(300 ~ 350 GHz)	典型值 6.5	二次谐波混频器
Farran [4]	混频器	SPM-03(260 ~ 300 GHz)	8.0 ~ 11.0	
NGST [5]	低噪放	MGA2101(300 ~ 340 GHz)	典型值 8.0	—

4 结论

本文基于 GaAs 肖特基二极管技术,设计实现了 310 ~ 330 GHz 的低噪声接收前端. 首先在传统的 GaAs 肖特基二极管等效电路模型基础上,通过引入反向并联混频二极管空气桥寄生电感和互感影响,提高了谐波混频器变频损耗仿真设计精度,指导了低变频损耗混频器的设计;其次,混频器中频电路采用了一级紧凑型 Hammer-head 滤波器结构,在实现相同射频信号抑制度的同时,降低了中频信号的传输损耗.

研制出的 330 GHz 二次谐波混频器在 310 ~ 330 GHz 内测得噪声系数约为 7.5 ~ 9.5 dB,仿真和实测结果误差小于 1.2 dB. 以该谐波混频器为接收机第一级电路,中频低噪声放大器为第二级电路,接收机 165 GHz 本振源由 $\times 6 \times 2$ 倍频链实现,在 310 ~ 330 GHz 内,测得该混频接收机噪声系数小于 10.5 dB,在 325 GHz 处测得最小噪声系数为 8.5 dB,系统增益(31 ± 1) dB. 本文所设计的 330 GHz 谐波混频器及其接收机性能指标达到国外同类产品先进水平,该接收机可广泛应用于安检、卫星遥感等领域.

References

- [1] [DB/OL]: <http://www.virginiadiodes.com/>
- [2] [DB/OL]: <http://www.millitech.com/>
- [3] [DB/OL]: <http://www.radiometer-physics.de/>
- [4] [DB/OL]: <http://www.farran.com/>
- [5] [DB/OL]: <http://www.northropgrumman.com/Business-Ventures/Microelectronics/Products/Pages/THz-Modules.aspx/>
- [6] Porterfield D W, Crowe T W, Bradley R F, et al. A high-power fixed-turned millimeter-wave balanced frequency doubler [J]. *IEEE Transaction on Microwave Theory Techniques*, 1999, **47**(4): 419 - 425.
- [7] Maestrini A, Ward J S, Gill J J, et al. A 540 ~ 640 GHz high-efficiency four-anode frequency tripler [J]. *IEEE Transaction on Microwave Theory Techniques*, 2005, **53**(9): 2835 - 2843.
- [8] Thomas B, Maestrini A, Beaudin G. A low-noise fixed-tuned 300-360GHz sub-harmonic mixer using planar Schottky diodes [J]. *IEEE Transaction on Microwave and Wireless Components Letters*, 2005, **15**(12): 865 - 867.
- [9] Cooper K B, Dengler R J, Chattopadhyay G, et al. A High-Resolution Imaging Radar at 580 GHz [J]. *IEEE Transaction on Microwave and Wireless Components Letters*, 2008, **18**(1): 64 - 66.
- [10] Thomas B, Alderman B, Matheson D, et al. A combined 380 GHz mixer/doubler circuit based on planar Schottky diodes [J]. *IEEE Transaction on Microwave and Wireless Components Letters*, 2008, **18**(5): 353 - 355.
- [11] Maestrini A, Ward J S, Canseliet C T, et al. In-phase power-combined frequency triplers at 300 GHz [J]. *IEEE Transaction on Microwave Wireless Components Letters*, 2008, **18**(3): 218 - 220.
- [12] Thomas B, Alderman B, Matheson D. A combined 380 GHz mixer/doubler circuit based on planar Schottky diodes [J]. *IEEE Transaction on Microwave and Wireless Components Letters*, 2008, **18**(5): 353 - 355.
- [13] Cooper K B, Dengler R J, Chattopadhyay G, et al. A high-resolution imaging radar at 580 GHz [J]. *IEEE Transactions on Microwave and Wireless Components Letters*, 2008, **18**(1): 64 - 66.
- [14] Thomas B, Rea S, Moyna B, et al. A 320 ~ 360 GHz Subharmonically pumped image rejection mixer using planar Schottky diodes [J]. *IEEE Transaction on Microwave and Wireless Components Letters*, 2009, **19**(2): 101 - 103.

(下转第 465 页)