

文章编号: 1672-2892(2011)05-0564-05

140 GHz 关键射频组件研究

王成, 刘杰, 吴尚昀, 邓贤进, 肖仕伟

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

摘要: 在基于超外差体制的太赫兹无线通信系统接收机和发射机中, 混频器、滤波器和本振源是决定系统性能的关键器件。本文分别针对基于肖特基二极管技术的 140 GHz 次谐波混频器、基于微机电系统(MEMS)体硅工艺的 140 GHz 带通滤波器和 V 波段毫米波本振倍频源的仿真设计和关键工艺开展了研究。测试结果表明: 140 GHz 次谐波混频器单边带转换损耗为 26 dB, 140 GHz 带通滤波器的带内插损为 8 dB, V 波段毫米波本振倍频源最大输出功率大于 50 mW(63.2 GHz~67.2 GHz)。

关键词: 太赫兹通信; 140 GHz 次谐波混频器; 140 GHz 带通滤波器; V 波段倍频器

中图分类号: TN911

文献标识码: A

Research of 140 GHz critical RF components

WANG Cheng, LIU Jie, WU Shang-yun, DENG Xian-jin, XIAO Shi-wei,

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621900, China)

Abstract: In terahertz communication system based on super-heterodyne structure, mixers, filters and local oscillators are the critical components in determining the performance of terahertz transmitter and receiver. In this article, the simulation and fabrication of the three critical components: 140 GHz Subharmonic Mixer(SHM) based on Schottky diode, 140 GHz Band Pass Filter(BPF) based on Micro Electro Mechanical Systems(MEMS) technology and V band multiplier, are described. The test results indicate that the SSB conversion loss of 140 GHz SHM is 26 dB; the insertion loss of 140 GHz BPF is 8 dB; the maximum output power of V band multiplier is beyond 50 mW(63.2 GHz~67.2 GHz).

Key words: terahertz communication; 140 GHz subharmonic mixer; 140 GHz band pass filter; V band multiplier

太赫兹无线通信是指利用太赫兹频段(0.1 THz~10 THz)作为载波进行的空间通信。相比于微波通信, 太赫兹通信具有: 宽带, 方向性好, 抗干扰能力强, 通信保密性好等特点; 相比于光通信, 太赫兹通信具有能量效率高、穿透能力强等特点, 非常适用于宽带大容量短距离无线传输、高速无线局域网和空间卫星通信链路等领域。现有的太赫兹通信研究成果主要有: 日本 NTT 研制的基于光学 UTC-PD^[1]和基于电子学固态单片微波集成电路(Microwave and Millimeter IC, MMIC)^[2]的 120 GHz 10 Gbps 无线通信系统; 德国 Brauns-chweig 太赫兹通信实验室基于室温二维电子气(2DEG)调制器+飞秒激光器太赫兹时域波谱仪的太赫兹通信^[3]和基于肖特基次谐波混频技术的 0.3 THz 无线通信系统^[4]; Tze-An Liu 等人利用光导开关实现的太赫兹通信^[5]; 国内上海微系统所曹俊诚等人利用太赫兹量子级联激光器和量子阱探测器实现的 4.1 THz 无线文件传输。目前的太赫兹通信主要存在的问题是调制解调困难, 辐射功率低, 大气衰减严重等。中物院电子工程研究所提出了“肖特基二极管次谐波混频+低频段高阶矢量调制”方案来实现 140 GHz 无线通信, 该方案基于超外差体制, 具有频谱效率高、抗信道失真能力强, 功率提升潜力大等特点。140 GHz 发射机和接收机依靠肖特基二极管次谐波混频实现中频到太赫兹信号的频谱搬移。本文描述了 140 GHz 发射机和接收机的三大关键组件的研制: 1) 基于肖特基二极管 UMS DBES105a 的 140 GHz 次谐波混频器, 对肖特基二极管 UMS DBES105a 进行了三维建模, 混频器采用石英基片悬置微带结构, 利用 HFSS+ADS 谐波平衡联合仿真方法设计, 测试结果表明其单边带(Single Side Band, SSB)转换损耗为 26 dB; 2) 提出了基于微机电系统(MEMS)工艺的 140 GHz 带通滤波器, 该滤波器采用经典的波导腔体耦合结构,

利用 MEMS 体硅蚀刻方法制作滤波器波导腔体, 测试结果表明, 其带内插损约 8 dB; 3) V 波段毫米波本振倍频源, 由 V 波段倍频器和 V 波段放大器组成, 在 63.2 GHz~67.2 GHz 范围内, 饱和输出功率大于 50 mW。

1 基于肖特基二极管的 140 GHz 二次谐波混频器

肖特基二极管混频器与 SIS 和 HEB 混频器相比, 具有室温工作、变频损耗低、噪声温度适中等特点, 在当前毫米波太赫兹频段发射机和接收机上得到了广泛应用。美国维吉尼亚大学 VIRGINIA Diodes Inc.(VDI), NASA JPL 实验室、英国 RAL 实验室等众多科研机构均投入了大量科研力量开展混频器研制。Thomas B 等人研制的 330 GHz 次谐波混频器^[6], 实现了 5.7 dB DSB(Double Side Band, DSB)转换损耗, 噪声温度小于 930 K; Jeffrey L Hesler 等人研制的 585 GHz 次谐波混频器^[7], DSB 转换损耗达到了 7.3 dB, 噪声温度 2 380 K; Mehdi I 等人设计了 640 GHz 次谐波混频器, 实现了 8.1 dB 的 DSB 转换损耗和 1 640 K 的 DSB 噪声温度^[8]。

本文研制了基于 UMS DBES105a 肖特基二极管 140 GHz 二次谐波混频器, 该混频器采用波导腔体悬置微带线结构, 肖特基二极管安置在 100 μm 厚的熔融石英基片电路板上, 石英基片电路安置在波导腔体中以构成悬置微带线, 混频器整体结构如图 1 所示。

混频器射频(Radio Frequency, RF)信号(中心频率 134.6 GHz)由 WR6 标准波导输入, 中心频率为 134.6 GHz, 通过 RF 波导探针耦合到悬置微带电路; 本振(Local Frequency, LO)信号(648 GHz)由 WR15 标准波导输入, 中心频率为 64.8 GHz, 通过

LO 波导探针耦合到悬置微带电路以激励二极管; 下变频后的中频(Intermediate Frequency, IF)信号(DC~0 GHz)通过 2.92 mm K 型同轴连接头输出。RF 和 LO E 面探针处的波导窄边尺寸缩小到了标准波导的一半, 以获得二极管匹配所需的低阻抗, 实现宽带阻抗匹配。设计了 RF 和 LO 低通滤波器以达到抑制相应信号向各个端口泄漏的目的。

混频器设计包含两个关键步骤: 肖特基二极管建模和 HFSS(High Frequency Structure Simulator)+ADS(Advanced Design System)联合仿真。UMS DBES105a 肖特基二极管的基本外形尺寸为 530 μm ×230 μm ×100 μm , 接近 140 GHz 自由空间波长(2.14 mm)的 1/4, 不能作集总元件考虑, 需要对其进行建模, 以便准确分析二极管阻抗。本文基于 Thomas B 方法, 提出了离子注入结构进行了 UMS DBES105a 肖特基二极管建模。利用 HFSS 建立二极管结区三维仿真模型, 通过 ADS 对其进行二极管结电容计算, 并与 datasheet 实测结果对比。最终优化模型的寄生电容值为 6.85 fF, 略大于 datasheet 给出的 5.8 fF, 基本在二极管寄生电容值的误差变化范围之内。

混频器仿真设计的核心问题是阻抗匹配, 本文采取 HFSS+ADS 联合仿真方法, 由 HFSS 计算混频器分段三维结构 S 参数, 将其导入 ADS 进行谐波平衡仿真, 计算二极管阻抗并进行阻抗匹配。仿真结果显示, 140 GHz 次谐波混频器在输入 LO 信号为 65 GHz, 7 dBm 时, 混频器单边带变频损耗为 6.3 dB(140 GHz), 1 dB 变频损耗带宽为 14 GHz(130 GHz~144 GHz); 在 140 GHz 频点处, hot-cold 仿真得到的双边带噪声温度为 256 K, 在 115 GHz~145 GHz 频带内噪声温度小于 400 K。在 140 GHz 频点处三阶截止点 RF 输入功率为 -0.6 dBm, 带内下变频 1 dB 压缩点 IF 输出功率大于 -8.6 dBm。实际制作的 140 GHz 混频器实物照片和测试结果如图 2 所示。混频器波导腔体使用金属无氧铜材料机械铣切制作, 悬置微带电路使用熔融石英基片经过单面掩膜溅射工艺制作, 最后通过微组装手段将石英基片和肖特基二极管以导电银浆粘接在波导腔体中并接地。测试结果表明, 转换损耗最低点在 135 GHz, 单边带转换损耗为 26 dB, 3 dB 转换损耗带宽为 8 GHz。

造成仿真结果和实测结果差异的主要原因是: 1) 制作工艺问题, 腔体机加、石英基片和微组装带来的总体误差 >50 μm , 对混频器性能有较大影响; 2) 肖特基二极管模型问题, 从实验结果来看, 三维模型的准确性尚没

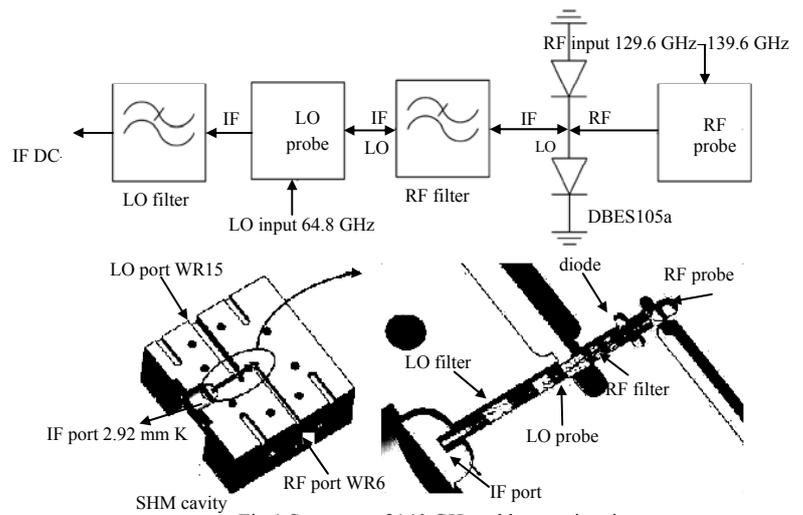


Fig.1 Structure of 140 GHz subharmonic mixer
图 1 140 GHz 次谐波混频器结构

有得到很好的检验,有待在将来的工作中继续改进。

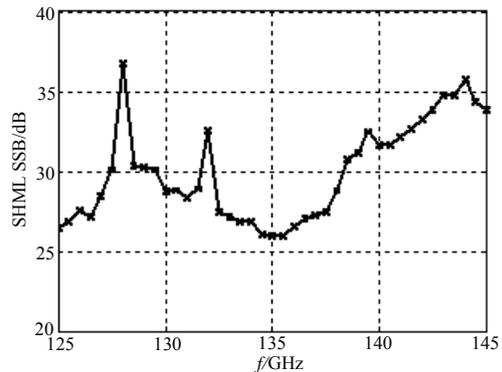
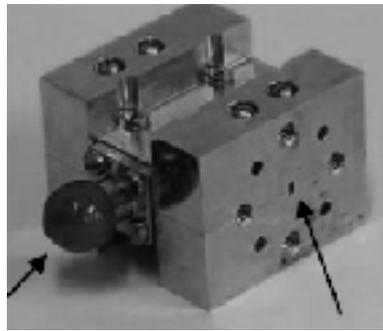


Fig.2 140 GHz subharmonic mixer and measured SSB conversion loss
图 2 140 GHz 次谐波混频器实物照片和 SSB 转换损耗测试结果

2 基于 MEMS 工艺的 140 GHz 带通滤波器

在次谐波混频器上变频的过程中,将产生上下边带,需要研制 140 GHz 带通滤波器来滤除下边带信号,避免接收端的镜像频率干扰。目前 200 GHz 以上频段的带通滤波器主要是基于光子晶体结构的 mesh 滤波器,但其难以集成在波导模块结构中;200 GHz 以下的带通滤波器主要采用波导膜片耦合结构实现,受限于机械加工精确度,波导膜片耦合滤波器的工作频率难以进一步提高。

本文提出了一种基于 MEMS 工艺的 140 GHz 带通滤波器,该滤波器采用经典的波导 E 面膜片结构,滤波器仿真设计基于模式匹配法和三维电磁仿真,其波导腔体使用 MEMS 体硅工艺在本征硅晶片上蚀刻得到,如图 3 所示。该方法的优点在于既有效利用了波导滤波器低损耗、方便与外部器件接口的优点,同时依靠 MEMS 微细加工方面的优势,使得波导腔体滤波器的工作频率可以大大提高。

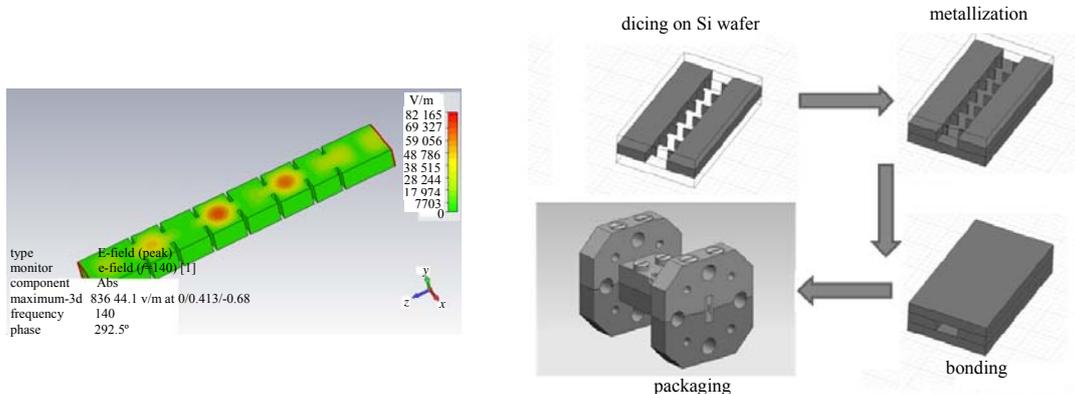


Fig.3 140 GHz BPF and MEMS fabrication technics
图 3 140 GHz 带通滤波器结构和 MEMS 工艺流程

本文设计的 140 GHz 带通滤波器采用 0.1 dB 纹波六阶切比雪夫低通原型滤波器设计,通带频率为 135 GHz~143 GHz,带宽为 8 GHz,在距离中心频率 8 GHz 偏移处的抑制度大于 50 dB。滤波器仿真中,首先使用模式匹配法进行精确度计算,然后建立 CST 三维仿真模型进行仿真优化。

混频器采用 MEMS 工艺制作,首先在 0.826 mm 本征硅晶片上蚀刻滤波器腔体和耦合窗结构,之后对腔体内表面进行溅射金属化(0.5 μm Au),并通过键合方法添加矩形波导上下盖板,最后切片并组装到夹具中形成滤波器器件。

140 GHz 带通滤波器实物照片和 S_{21} 测试结果如图 4 所示。该滤波器上边带抑制效果和仿真曲线符合较好,但是带内损耗仍然较大(插损最小值约为 -8 dB)。主要面临着刻蚀垂直度不足(波导侧壁垂直度约 85°),表面粗糙度不够理想等工艺问题,正在进行后续改进。

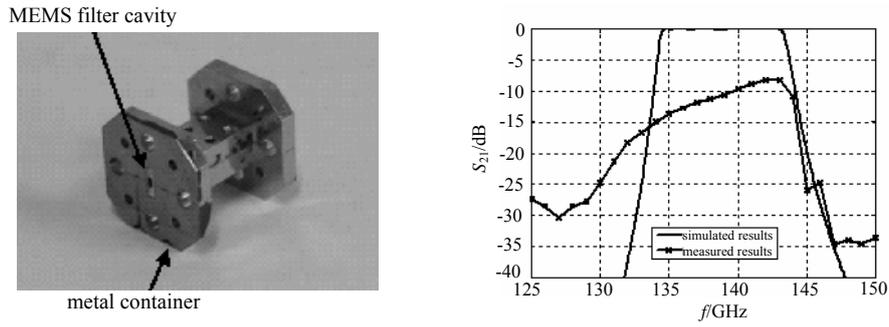


Fig.4 140 GHz BPF and measured S_{21} parameter
图 4 140 GHz 带通滤波器及 S_{21} 测试曲线

3 V 波段本振倍频源

V 波段本振倍频源的作用是为发射机和接收机 140 GHz 次谐波混频器提供 63.2 GHz~67.2 GHz 本振信号,要求其输出功率大于 10 dBm。V 波段本振倍频源的结构框图如图 5 所示,考虑到单二倍频器的输出功率不足以满足次谐波混频器的本振功率需求,所以 V 波段本振倍频源由 V 波段倍频器和 V 波段放大器组成,其间通过 WR15 直连波导连接。

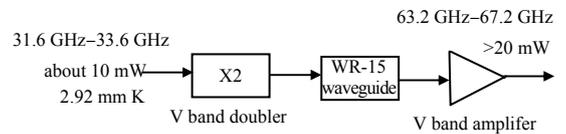


Fig.5 Structure of V band multiplier
图 5 V 波段本振倍频源结构框图

V 波段本振倍频源的设计基于 MMIC 技术,65 GHz 倍频器基于 UMS CHX2192 Multiplier MMIC 芯片,65 GHz 放大器基于 UMS CHA2159 GaAs Amplifier MMIC 芯片。倍频器、放大器外围电路均制作在厚度为 0.254 mm 的 Duriod5880 基片上,集成在波导腔体结构中,利用微带波导探针过渡实现信号输出,其实物照片和测试数据如图 6 所示。

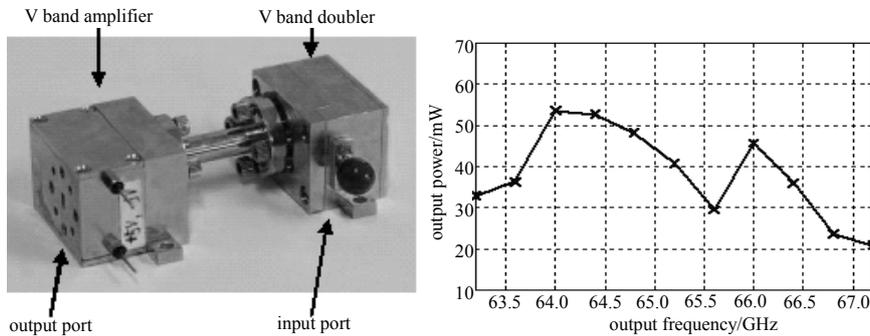


Fig.6 V band multiplier and the measured saturated output power
图 6 V 波段本振倍频源实物和饱和输出功率测试数据

测试结果表明:V 波段本振倍频源在输入信号为 31.6 GHz~33.6 GHz(8 dBm)的情况下,输出信号频率为 63.2 GHz~67.2 GHz,带内饱和输出功率大于 20 mW,最大输出功率达 50 mW,完全满足设计指标。V 波段本振倍频源的相位噪声和杂散性能主要取决于 Ka 频段本振的信号质量,而低相噪低杂散 Ka 频段本振较容易获得,相比于 V 波段 Gunn 管或者 IMPATT 振荡器,V 波段本振倍频源为 140 GHz 发射机和接收机提供更高质量的本振信号。

4 结论

本文描述了 140 GHz 接收机和发射机三大关键器件:140 GHz 次谐波混频器、140 GHz 带通滤波器和 V 波段毫米波本振倍频源的研究。在以上器件的基础上探索了肖特基二极管建模、HFSS+ADS 联合仿真、模式匹配及滤波器矩阵综合等设计方法研究,开展了石英基片溅射工艺、高精度度机加工工艺、MEMS 体硅蚀刻工艺等关键制作工艺的研究。测试结果表明:140 GHz 次谐波混频器单边带转换损耗为 26 dB,140 GHz 带通滤波器的带内插损为 8 dB,V 波段毫米波本振倍频源最大输出功率大于 50 mW。本研究具有较强的探索性,国内 140 GHz 频段器件的研究尚处于起步阶段,所研制的器件尚未能全部达到国外同类器件的技术指标,将会在后续研究中继续改进。

参考文献:

- [1] Akihiko Hirata,Toshihiko Kosugi,Hiroyuki Takahashi,et al. 120 GHz-Band Millimeter-Wave Photonic Wireless Link for 10-Gb/s Data Transmission[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006,54(5):1937-1944.
- [2] Akihiko Hirata,Ryoichi Yamaguchi,Toshihiko Kosugi,et al. 10 Gbit/s Wireless Link Using InP HEMT MMICs for Generating 120 GHz-Band Millimeter-Wave Signal[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009,57(5):1102-1109.
- [3] Kleine-Ostmann T,Pierz K,Hein G,et al. Audio signal transmission over THz communication channel using semiconductor modulator [J]. Electronics Letters 22nd, 2004,40(2):124-126.
- [4] Jastrow C,Munter K,Piesiewicz R,et al. 300 GHz transmission system[J]. Electronics Letters 31st, 2008,44(3):1-2.
- [5] Liu Tze An,Lin Gongru,Chang Yungcheng,et al. Wireless audio and burst communication link with directly modulated THz photoconductive antenna[J]. Optical Express, 2005,13(15):10416-10423.
- [6] Thomas B. Etude et r é alisation d'une t ê te de r é ception h é t é rodyne en ondes submillim é trique pour l' é tude des atmospheres et surfaces de planets[D]. Paris:[s.n.], 2004.
- [7] Hesler J L. Planar Schottky diodes in submillimeter-wavelength waveguide receivers[D]. Virginia:[s.n.], 1996.
- [8] Mehdi. An All Solid-state 640 GHz Subharmonic Mixer[J]. IEEE MTT-S Digest, 1998(2):403-406.

作者简介:



王 成(1987-), 男, 四川射洪人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为电磁场理论与仿真技术、太赫兹通信技术、太赫兹关键组件和毫米波组件与电路,email:c-w04@163.com.

刘 杰(1981-), 男, 江西泰和人, 助理研究员, 主要研究方向为电磁场理论、仿真技术、微波技术、收发信道系统技术、通信系统技术等.

吴尚昀(1983-), 男, 广西钦州人, 助理研究员, 主要研究方向为电磁场理论、仿真技术、微波技术、收发信道系统技术、通信系统技术等.

(上接第 563 页)

- [4] Tandra R,Sahai A. Fundamental limits on detection in low SNR under noise uncertainty[C]// Wireless Networks,2005 International Conference on Communications and Mobile Computing, 2005(1):461-469.
- [5] 李彬,陈跃斌,冯赛赛,等. 瑞利信道下基于信号采样自相关的信号检测技术[J]. 信息与电子工程, 2011,9(1):87-91. (LI Bin,CHEN Yuebin,FENG Saisai,et al. Signal detection based on sample autocorrelation in Rayleigh fading channel[J]. Information and Electronic Engineering, 2011,9(1):87-91.)
- [6] 王甲峰,叶江峰,张健. 循环相关符号率盲估计算法的快速实现[J]. 信息与电子工程, 2011,9(1):60-63. (WANG Jiafeng,YE Jiangfeng,ZHANG Jian. Fast realization of cyclic correlation based symbol rate blind estimation[J]. Information and Electronic Engineering, 2011,9(1):60-63.)
- [7] Haykin Simon. Cognitive Radio:Brain-Empowered Wireless Communication [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005,23(2):201-220.
- [8] Dandawate A V,Giannakis G B. Statistical test for presence of cyclostationarity[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1994, 42(9):2355-2369.

作者简介:



曹 蒙(1985-), 男, 安徽蒙城人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为频谱管理、频谱再利用,email:caomengning@163.com.

余志勇(1972-), 男, 湖北恩施人, 第二炮兵工程学院工程技术研究所副教授, 主要研究方向为电磁环境下武器效应.

谭武端(1984-), 男, 湖北宜昌人, 在读博士研究生, 主要研究方向为电磁兼容测试技术.