GaAs 肖特基二极管的 250 GHz 二次谐波混频器研究

胡海帆[1,2],赵自然[1,2],马旭明[2],姜寿禄[1,2]

(1. 清华大学 工程物理系,北京 100083;
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:基于 Hammer-Head 型滤波器结构,以及三维电磁软件所构建的肖特基二极管三维模型及电气模型,分别设计了 250 GHz 悬置微带线和普通微带线的二次谐波混频器。通过仿真设计与实物测试,对比分析两种结构混频器特性。测试结果表明,悬置微带线混频器在射频输入 230~270 GHz 范围内时,单边带变频损耗为 8.6~12.7 dB,而普通微带线混频器在射频输入 220~260 GHz 范围内时,单边带变频损耗为 8.4~11.4 dB。通过结果对比可见,悬置微带线混频器带宽较大,而普通微带线混频器的变频损耗更为平滑。此外,考虑微组装工艺中的不良因素,对仿真模型进行部分修正,计算结果与测试结果拟合较好。

关键词:肖特基势垒二极管; 250 GHz; 二次谐波混频器; 变频损耗

中图分类号:TN454 **文献标志码**:A **DOI**:10.3788/IRLA201948.0722001

Reasearch on 250 GHz sub-harmonic mixer based on GaAs Schottky diodes

Hu Haifan[1,2], Zhao Ziran[1,2], Ma Xuming[2], Jiang Shoulu[1,2]

(1. Department of Engineering Physics, Tsinghua University, Beijing 100083, China;
2. Electromagnetic Perception Division, Nuctech Company, Beijing 100083, China)

Abstract: In order to compare and analyze the characteristics of two kinds of structure mixer through simulation design and measurement, the 250 GHz sub-harmonic mixers of suspended microstrip-line and conventional microstrip-line were designed respectively based on the Hammer-Head filter structure, combined with three-dimensional Schottky diode model and three-dimensional electromagnetic model. The results show that in the radio frequency (RF) range of 230-270 GHz, the conversion loss of single sideband converter was 8.6-12.7 dB for suspended microstrip-line mixer, while that was 8.4-11.4 dB for ordinary microstrip-line mixer with RF range of 220-260 GHz. Contrast results showed that the bandwidth of the suspended microstrip-line mixer was larger than that of the conventional microstrip-line mixer, but its flatness was worse. Finally, considering some undesirable factors introduced in the micro assembly processes, the simulation was calculated and compared with the measuring data, it was found that the results matched well.

Key words: Schottky-barrier diodes; 250 GHz; sub-harmonic mixer; conversion loss

收稿日期:2019-02-10; **修订日期**:2019-03-20

基金项目:2017 北京市博士后工作经费资助(2017-ZZ-131)

作者简介:胡海帆(1984-),男,博士,主要从事半导体器件,太赫兹电路方面的研究。Email: huhaifan1@163.com

0 引 言

在电磁波频谱中，将 0.1~3 THz 区域范围称为太赫兹(THz)频段，太赫兹波具有频率高、安全性好、穿透性强等特点，在电子、生命、安检、国防等方面有着巨大应用前景，该频段应用技术受到越来越广泛的关注[1-4]。太赫兹混频器是太赫兹通信和成像前端的核心器件。基于肖特基二极管的太赫兹谐波混频器，在室温条件下具有较高的稳定性和高分辨，被应用在各种太赫兹系统中，同时太赫兹外差式接收机和太赫兹成像系统的技术指标主要受到太赫兹混频器性能的限制，所以对低变频损耗和低噪声太赫兹混频器的研究非常关键。

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，获得变频损耗为 6.5 dB[5]，参考文献[6]阐述了 183 GHz 的二次谐波混频器，其双边带变频损耗为 6.85 dB，对应噪声温度 988 K。而国内对太赫兹研究起步较晚，在参考文献[7]中阐述了 W 波段 80~100 GHz 二次谐波混频器，谐波混频器的变频损耗为 9.2~12 dB，并且所需要的本振功率仅为 6 dBm。刘戈和张波等研究了 360~440 GHz 分谐波混频器，实测结果显示在本振信号为 210 GHz 本振功率 6 dBm 的驱动下，在 406 GHz 可得到最小变频损耗 9.99 dB，在 380~430GHz 范围内变频损耗小于 15dB，在 360~440 GHz 范围内变频损耗小于 19dB[8]。参考文献[9]介绍了 380 GHz 谐波混频器，最佳变频损耗为 9 dB，等效噪声温度为 2 000 K。但是，却鲜有研究文献针对基于微带线和悬置微带线混频器，在同一太赫兹频段的特性进行对比分析。而该对比研究工作对研发人员在设计工作中的具体选取很有意义。文中设计了 250 GHz 谐波混频器结构，在砷化镓(GaAs)基肖特基二极管模型的基础上，利用波导宽带匹配法和紧凑型滤波器，实现低信号传输损耗的二次谐波混频器，分别采用基于微带线和悬置微带线的方式，通过相同的设计方法，结合实物测试，对比分析两种结构混频器的特点，以期通过测试分析出各自的混频特性，判断各自的适用范围。为提高装配的可靠性，中频信号的 SMA 接头没有直接与石英微带线接触，而采用罗杰斯微带线中转。此外，结合混频器模块的实物观察及分析，对三维电磁模型进行修正，以进一步指导二次谐波混频器的优化设计。

1 混频器电路设计

250 GHz 二次谐波混频器腔体结构采用 E 面对称剖分结构。混频器本振和射频输入端口分别采用标准波导 WR8.0 和 WR3.4，中频输出端口采用 SMA 连接器。信号通过微带本振探针和射频探针实现由矩形波导 TE10 模式到石英微带电路准 TEM 模式之间的转变。设计中石英基片设计厚度为 50 μm，宽度为 350 μm，相对介电常数为 3.78。此次混频器设计中分别采用了普通微带线和悬置微带线两种结构方式；在微带线中采用紧凑型强谐振 Hammer-Head 滤波器[10-11]，以充分抑制射频信号和本振信号，并且可以缩短信号的传输距离；这里本振输入端口采用减高波导处理，实现本振信号的宽带阻抗匹配。

1.1 肖特基混频二极管建模

肖特基二极管是太赫兹固态器件中最核心的非线性器件。在太赫兹频段范围内仿真二极管，利用三维场仿真软件 HFSS 计算二极管对结周围结构，形成二极管对结外围结构的 S 参数包，将这一参数包与二极管对结相结合，共同构成二极管对的仿真。文中采用等效电路模型，对肖特基二极管进行建模，其实物测量及等效三维器件结构如图 1 所示。肖特基二极管内的各部分材料不同，在模型中要分别模拟。反向串联二极管的精确物理结构通过三维电磁分析软件进行构建，为了优化方便，一些钝化层材料的参数如相对介电常数等取了近似值。

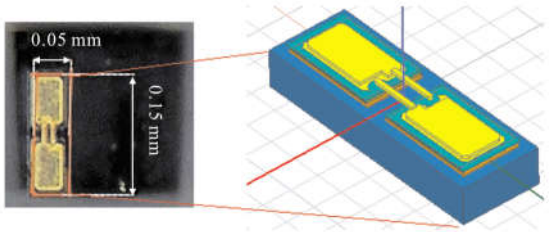


图 1 GaAs 肖特基二极管三维模型

Fig.1 3D model of GaAs Schottky diode

1.2 混频器的设计

混频器仿真设计采用电磁仿真软件 HFSS 和谐波仿真软件 ADS 结合仿真。由电磁仿真软件 HFSS

得到混频器无源结构 S 参数，导入谐波仿真软件 ADS 进行电路优化设计。优化过程中主要是针对混频器本振与射频端口的匹配网络结构进行优化，利用波导探针结构实现宽带匹配。

此次谐波混频器中的本振滤波器和射频滤波器均采用高抑制 Hammer- Head 滤波器结构来分别实现本振信号和射频信号的传输，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。细传输线结构中表现出电感特性，栅指间隙表现出电容特性，可以通过调节栅指的长度和间隙的宽度，对滤波器的抑制度和带内插损进行优化。图 2 给出了 250 GHz 混频电路拓扑结构基于传统的 E 面平均剖开腔体的结构。微带线结构固定在本振和射频 E 面波导腔中。此外，通过金丝跳线将微带线上的中频信号传输到罗杰斯微带线基板上，从而避免中频引出的 SMA 接头在安装过程中压碎石英基板电路。

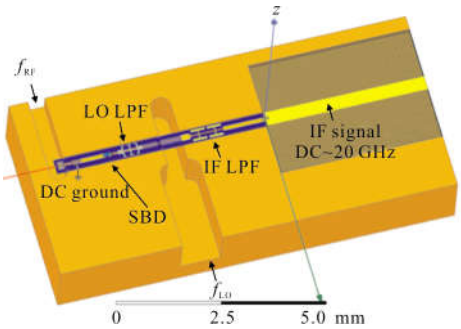


图 2 分谐波混频器的电路拓扑结构

Fig.2 Circuit topology of the sub-harmonic mixer

频率 f_{RF} 的射频(RF)信号和频率 f_{LO} 的本振(LO)信号通过肖特基反向并联二极管，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，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。

保证由于二极管对不平衡产生的直流电流接地，两种混频器的直流接地线，采用从射频输入微带线的旁侧引出，采用导电胶将其与金属腔侧壁连通。在普通微带线混频器中，微带线结构底部用导电胶将其与金属腔体底部粘贴，而悬置微带线结构则在两侧用导电胶将其与金属腔体的台面结构粘贴。所以从整体微组装工艺来看，悬置微带线混频器的导电胶粘贴工艺相对可以较好控制。

1.3 混频单片集成电路的整体仿真

谐波混频电路整体仿真中首先用三维电磁仿真软件对滤波器件进行单独仿真优化，然后对射频端和本振端的减高波导和射频、本振波导-微带过渡结构进行结构优化，实现所需频段的性能，并将各部分数据导出到 S 参数包中，将这些参数包代入非线性谐波仿真软件，通过引入微带传输线结构，对其进行匹配优化，达到较优的变频损耗及本振功率需求，获得较为理想的计算结果。二次谐波混频器的整体仿真模型如图 3 所示。

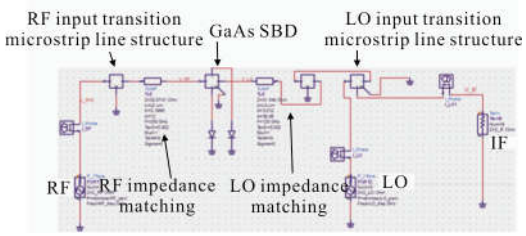
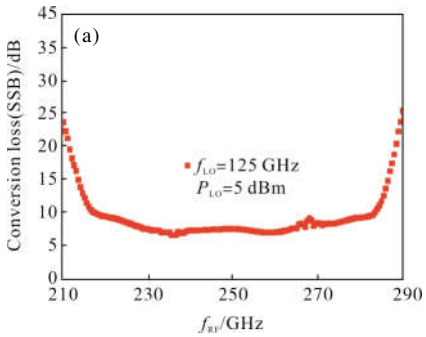


图 3 混频电路的整体仿真模型

Fig.3 Whole simulation model of mixer circuit

两种混频电路整体仿真以实现最低损耗为优化目标。射频输入功率-20 dBm，本振输入频率固定在 125 GHz，中频输出频率带宽不小于 20 GHz。仿真单边带(SSB)变频损耗如图 4 所示。混频器的二次谐波仿真结果显示，悬置微带线在 230~270 GHz 射频输入频率范围内变频损耗为 6.5~8.4 dB，但其 220~285 GHz 范围内变频损耗低于 10 dB，可见其中频输出带宽较好；而基于普通微带线的混频电路在 230~270 GHz 之间得到变频损耗为 6.3~7.4 dB，可见中频在 20 GHz 带宽内输出 SSB 变频损耗较低，且更为平滑。



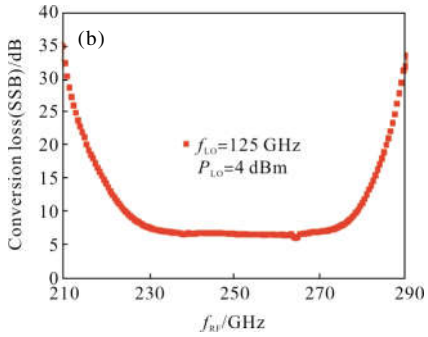


图 4 (a) 基于悬置微带线混频器的单边带变频损耗仿真结果；(b) 基于微带线混频器的单边带变频损耗仿真结果

Fig.4 (a) Simulated single side-band conversion loss of suspended microstrip-line mixer; (b) Simulated single side-band conversion loss of microstrip-line mixer

2 测试结果

图 5 为 250 GHz 二次谐波混频器的实物图，从中可见石英微带线与二极管的装配情况。由实物照片可见，两种结构混频器的直流接地部分，导电胶涂抹较多；尤其是普通微带线混频器在装配时，为了防止导电胶溢出到波导腔体中，在微带线悬置的部分附近涂抹较少，从而导致在该区域导电胶不够均匀。

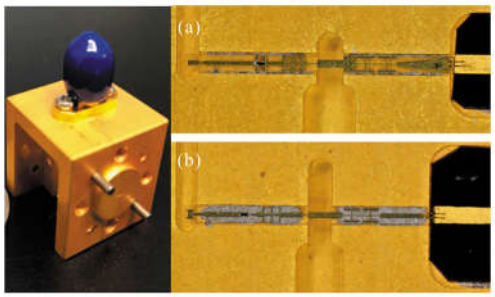


图 5 250 GHz 二次谐波混频器实物图。(a) 悬置微带线；(b) 普通微带线

Fig.5 Image of the 250 GHz sub-harmonic mixer. (a) Suspended microstrip-line; (b) Conventional microstrip-line

为了观察混频器受本振频率的影响情况，测试时，f_{LO} 分别设定为 120、125、130 GHz。通过观察本振输入功率与变频损耗的关系，发现本振功率 P_{LO}=8 dBm 时，变频损耗较低。通过测量，获得射频输入频率与变频损耗间的关系，如图 6 所示，这里每条测试曲线都对应的本振频率及输入功率固定不变。测试结果表明：悬置微带线在125 GHz 的本振频率时，f_{RF} 在 220~270 GHz 的 SSB 变频损耗为 8.6~12.7 dB，波动变化较大；当 f_{LO} 为 120 GHz 和 130 GHz 时，在射频 255 GHz 工作点发生严重的恶化。而普通微带线混频器的 SSB 变频损耗在不同本振频率条件下，都表现处较好的平滑性，且当 f_{LO}=120 GHz 时，f_{RF} 在 220~260 GHz 范围内 SSB 变频损耗为 8.4~11.4 dB；在 f_{LO} 为 125、130 GHz 时则要稍差一些。文中测试结果与国内其他太赫兹混频器性能进行比较的结果如表 1 所示，可见文中设计的二次谐波混频器的单边带变频损耗性能较好。

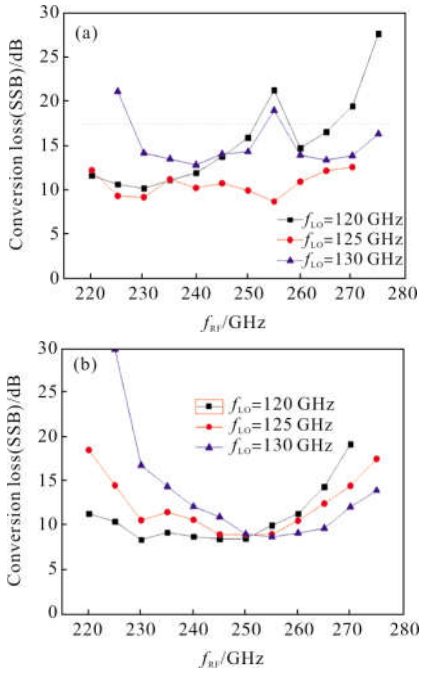


图 6 (a) 悬置微带线混频器单边带变频损耗测试；(b) 微带线混频器单边带变频损耗测试

Fig.6 (a) Measured results of single side-band conversion loss for suspended microstrip-line mixer; (b) Measured results of single side -band conversion loss for microstrip-line mixer

表 1 太赫兹混频器性能对比

Tab.1 Performance comparison of terahertz mixers

References	Working frequency/GHz	Conversion loss(SSB)/dB
[8]	210-230	Optimum 11.5
[9]	380	12
[11]	120	10
[12]	170-192	Optimum 7.9
[13]	225-270	Optimum 9.5
Proposed	220-270	Optimum 8.6
Proposed	220-260	Optimum 8.4

整体测试结果趋势与仿真结果相当，但具体数值相差较为明显。通过对混频器模块进行拆解分析，总结原因有三点：(1) 目前商用的谐波仿真软件中，没有精确的肖特基二极管模型，目前主流方式是基于 PN 结二极管模型，对高频等效参数带入来等效肖特基二极管模型，可见其精准度还存在不足；(2) 仿真设计阶段中没有考虑装配因素，比如肖特基二极管放置存在的角度倾斜，导电胶涂抹不够均匀，在波段过渡微带线部分的导电胶涂抹存在缺失，微带线表面金层厚度的均匀性，腔体加工精度等；(3) 石英微带线与罗杰斯板由金丝跳线转接，但是金丝的打线位置并不是很精准。SMA 的针端与罗杰斯板接触并由导电胶固定，但针端并非靠在罗杰斯微带线的正中间，并且导电胶涂抹不够均匀，都可能影响中频信号的传输。这些因素都会对混频特性产生影响，从而恶化混频器的变频损耗。根据观察到的情况，除了部分无法准确描述的因素(导电胶轮廓不规则或不均匀，金丝跳线的弧度)，对模型进行部分修正与调整，并再次进行谐波仿真计算，将仿真结果与测试结果进行对比，具体如图 7 所示。可见考虑这些不良因素后，仿真结果与实测结果仍存在差别，但其趋势和范围较为接近，也可以一定程度上反应混频器的基本性能，以及各种因素对混频器性能的影响。

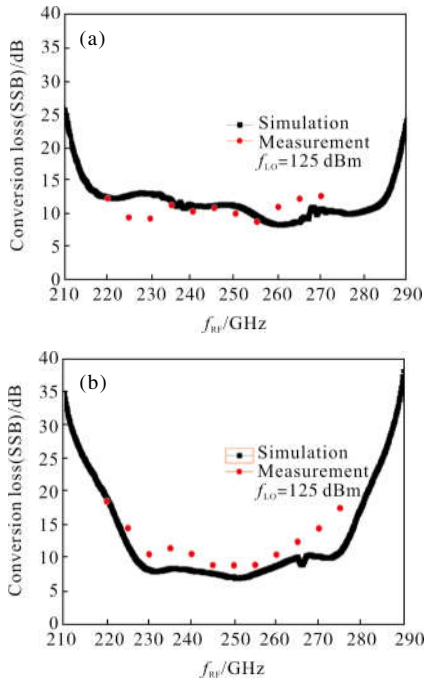


图 7 (a) 悬置微带线混频器仿真与测试结果对比；
(b) 普通微带线混频器仿真与测试结果对比

Fig.7 (a) Comparison between simulation and meaurement of suspended microstrip-line mixer; (b) Comparison between simulation and meaurement of microstrip-line mixer

3 结 论

文中通过仿真设计与实物测试，对比分析了基于悬置微带线和普通微带线两种结构的 250 GHz 二次谐波混频器的工作特点。此外，结合实物观察分析，对三维电磁仿真模型进行部分修正，验证了混频器模型的准确性。在混频器结构设计中，采用基于锤头型(Hammer-Head)滤波器来简化结构，并结合三维电磁软件所构建的肖特基二极管三维模型及电气模型，分别设计了悬置微带线和普通微带线的 250 GHz 二次谐波混频器。经过仿真设计，以及实物测试，得到了 250 GHz 谐波混频器的 SSB 变频损耗最小值为 8.4 dB。悬置微带线混频器在射频输入 230~270 GHz 范围内，单边带变频损耗为 8.6~12.7 dB；而普通微带线混频器在射频输入220~260 GHz 范围内，单边带变频损耗为 8.4~11.4 dB。通过对比分析发现，悬置微带线混频器带宽较大，但变频损耗起伏相对较大，而普通微带线混频器带宽相对较窄，但变频损耗较为平滑。此外，结合微组装工艺中引入的不良因素，对混频器仿真模型部分修正，并再次仿真计算，与测试结果对比发现结果匹配较好，为下一步优化工作奠定了基础。

参考文献：

[1] Hong Wei, Yu Chao, Chen Jixin, et al. Millimeter wave and terahertz technology [J]. ***Scientia Sinica (Informationis)***, 2016, 46(8): 1086-1107. (in Chinese)

[2] Zhao Xiangyang, Wang Junlong, Xing Dong, et al. Parameters model of terahertz planar Schottky diode[J]. ***Infrared and Laser Engineering***, 2016, 45 (12): 1225004. (in Chinese)

[3] Wang Junlong, Yang Dabao, Xing Dong, et al. Research of 0.2 THz broadband unbalanced multiplier circuit[J]. ***Infrared and Laser Engineering***, 2017, 46(1): 0106003. (in Chinese)

[4] He Yue, Jiang Jun, Lu Bin, et al. High efficiency 170 GHz balanced Schottky diode frequency doubler[J]. ***Infrared***

and Laser Engineering, 2017, 46(1): 0120003. (in Chinese)

[5] Eric R Carlson. Schnider sub-harmonically pumped millimeter wave mixers [J]. ***IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques***, 1978, 26(10): 706-715.

[6] 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.

[7] Min Wenchao, Sun Hao, Zhang Qilian, et al. A high-performance w-band subharmonic mixer based on anti-parallel diode pair [J]. ***Chinese Journal of Electron Devices***, 2016, 39(6): 1283-1286. (in Chinese)

[8] 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)

[9] Zhang Bo, Liu Ge, Yang Xiaofan, et al. Research on the front-end of 380 GHz radiometer [J]. ***Journal of Microwaves***, 2015, 31(S1): 26-29. (in Chinese)

[10] He Yue, Huang Kun, Miao Li, et al. Design of 250 GHz terahertz sub-harmonic mixer [J]. ***Journal of Microwaves***, 2015(S1): 69-72. (in Chinese)

[11] Xing Xiaojun. Design and research of 0.12 THz harmonic mixer [J]. ***Vacuum Electronics***, 2014, 38(1): 1-4. (in Chinese)

[12] Waliwander T, Crowley M, Fehilly M, et al. Sub-millimeter 183 GHz and 366 GHz MMIC membrane sub-harmonic mixers [C]//2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2011: 1-4.

[13] He Yue, Jiang Jun, Miao Li, et al. Research on *Y* band solid-state sub-harmonic mixer [J]. ***Journal of Microwaves***, 2016, 32(5): 15-18. (in Chinese)