

文章编号: 2095-4980(2024)06-0610-07

毫米波宽带高中频单平衡混频器设计与实现

杨笔帆^{1a}, 邢天时^{1a}, 徐子昂^{1a}, 赵亮^{1b,2}, 郭健^{*1a}

(1.东南大学 a.毫米波全国重点实验室; b.网络空间安全学院, 江苏 南京 210096; 2.南京电子技术研究所, 江苏 南京 210012)

摘要: 针对毫米波宽带通信、雷达和测试仪器领域的应用需求, 提出一种 E 波段宽带高中频(IF) 单平衡混频器。射频(RF)及本振(LO)信号通过多分支宽带加宽波导正交耦合器输入, 通过鳍线过渡结构将信号从波导传输模式过渡到微带模式, 并提供宽带中频信号及直接地回路; 中频输出低通滤波器可有效抑制 LO 及 RF 信号, 并为其提供等效接地回路。利用肖特基二极管的非线性实现混频, 并通过微带匹配电路最终实现宽带低损耗混频效果。混频器采用 57.6、62.4、67.2 GHz 3 个点频本振, 将 67~85 GHz 的射频信号分段下变频至 9.4~17.8 GHz 的中频范围内。测试结果表明, 在 67~85 GHz 射频频率范围内, 射频输入功率为 -15 dBm, 本振输入功率为 12 dBm 时, 混频器变频损耗为 7.1~10.1 dB, 对组合杂散的抑制在 36 dBc 以上。

关键词: 加宽波导正交耦合器; 单平衡; 高中频; 宽带; 低损耗

中图分类号: TN773

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2024084

Design and implementation of millimeter-wave broadband high-IF single balanced mixer

YANG Bifan^{1a}, XING Tianshi^{1a}, XU Zi'ang^{1a}, ZHAO Liang^{1b,2}, GUO Jian^{*1a}

(1a.State Key Laboratory of Millimeter Waves; 1b.School of Cyber Science and Engineering, Southeast University, Nanjing Jiangsu 210096, China; 2.Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing Jiangsu 210012, China)

Abstract: The E-band broadband high-Intermediate Frequency(IF) single balanced mixer is proposed to meet the demand of the communication, radar and test instruments in the millimeter-wave broadband field. The Radio Frequency(RF) and Local Oscillator(LO) signals are input through the multi-branch broadband broadened waveguide quadrature coupler. The signal is transitioned from the waveguide transmission mode to the microstrip mode through the grounding fin transition structure, providing a broadband IF signal loop and DC grounding. The IF output low-pass filter can effectively suppress the LO and RF signals and provide an equivalent grounding circuit for them. The mixer employs the nonlinearity of the Schottky barrier diode to achieve mixing, and ultimately achieves a wideband low-loss mixing effect through the microstrip matching circuits. The mixer utilizes three LO frequencies of 57.6 GHz, 62.4 GHz, and 67.2 GHz to segmentally down-convert the RF signal within the range of 67~85 GHz to the IF range of 9.4~17.8 GHz. The test results indicate that within the 67~85 GHz RF range, when the RF input power is -15 dBm and the LO input power is 12 dBm, the frequency conversion loss of the mixer is 7.1~10.1 dB, and the undesired mixing product rejection is above 36 dBc.

Keywords: broadened waveguide quadrature coupler; single balanced; high-IF; wideband; low conversion loss

随着毫米波宽带无线通信、汽车雷达、电子对抗以及测量仪器等方面不断增长的应用需求, 毫米波器件的研究和开发变得至关重要。混频器作为上述系统的核心器件, 其性能将直接影响收发组件的噪声系数及杂散抑制等指标。对于接收机混频器, 高中频有利于避免较宽频率范围的中频谐波落在中频带内, 减小镜像频率对传输信号的影响, 有效提高系统接收灵敏度, 提升系统性能。因此, 在毫米波频段, 通常需要将中频工作频率提升至 10 GHz 以上甚至更高。

收稿日期: 2024-02-01; 修回日期: 2024-04-03

*通信作者: 郭健 email:jguo@seu.edu.cn

平衡式混频器具有杂散抑制度高、本振射频隔离好、噪声系数低等优点，广泛用于毫米波频段中^[1-3]。2017年，J G Lee等^[4]报道了一种基于65 nm CMOS工艺的宽中频60 GHz混频器，通过在平衡吉尔伯特单元中采用电阻反馈网络和级间电感改善性能，中频带宽为9.2 GHz，变频损耗小于7.1 dB。同年，李珂等^[5]基于GaAs工艺设计了一款V波段双平衡混频器，采用肖特基二极管作为混频元件，本振、射频端口采用三节Marchand巴伦结构，中频频率为100 MHz，在52~66 GHz频带内，变频损耗小于9 dB。2018年，蒋均等^[6]基于300 μm的GaAs衬底，利用共面波导传输线实现了140 GHz单平衡基波混频器，仿真结果为固定中频1 GHz时，变频损耗最优为-7 dB，3 dB带宽大于40 GHz。2020年，饶晟瑀等^[7]设计了一种用于76~81 GHz汽车雷达的CMOS毫米波下变频器，中频输出范围为0.01~1.6 GHz，峰值变频增益为4.1 dB。2023年，樊帆等^[8]基于GaAs肖特基二极管设计了一款W波段单平衡混频器，混频器的射频频率覆盖90~98 GHz，中频频率覆盖1~9 GHz，本振频率覆盖86~98 GHz，在W波段内变频损耗小于10 dB。可以看出，上述多款混频器具有较宽的射频带宽，但存在中频频率较低且中频带宽较窄的问题。2021年，Le REN等^[9]设计了一种高中频V波段基波混频器，采用微带90°定向耦合器和90°延迟线构成180°巴伦，耦合射频和本振信号，变频损耗小于11.5 dB。该结构宽带平衡性略差，影响全频段变频损耗平坦度及杂散抑制效果。2022年，蒋姝等^[10]提出一种由电路正面的悬置带线和背面的三角形过渡段组成紧凑结构的三次谐波混频器。在135~165 GHz范围内，中频频率范围为0~15 GHz，混频器变频损耗为10.8~15.7 dB。该混频器中频带宽较大，但变频损耗较大且带内平坦度较差。2023年，W C MA等^[11]基于90 nm CMOS工艺设计了一款具有30 GHz中频带宽的宽中频下变频器，该混频器由一个冷偏的混频晶体管和一个放大器晶体管组成。实测结果显示，整个E波段变频损耗为9~12 dB。该混频器性能较好，但加电较为复杂。

本文针对毫米波宽带测量系统的应用需求，提出一种毫米波宽带高中频单平衡混频器，混频器中频覆盖9.4~17.8 GHz。为提高中频信号的杂散及谐波抑制性能，通过57.6、62.4、67.2 GHz三个点频本振，将67~73 GHz、73~79 GHz、79~85 GHz的射频信号分段下变频至9.4~15.4 GHz、10.6~16.6 GHz、11.8~17.8 GHz的中频范围内。中频的二次谐波位于中频带宽之外，可通过低通滤波器有效滤除。该混频器具有本振、射频及中频信号带宽宽及中频频率高的优点。

1 混频器设计

本文提出的宽带高中频单平衡混频器的电路拓扑结构如图1所示，包括多分支宽带加宽波导正交耦合器、鳍线波导-微带过渡、射频/本振/中频匹配电路、肖特基二极管、微带T型结以及输出中频低通滤波器。

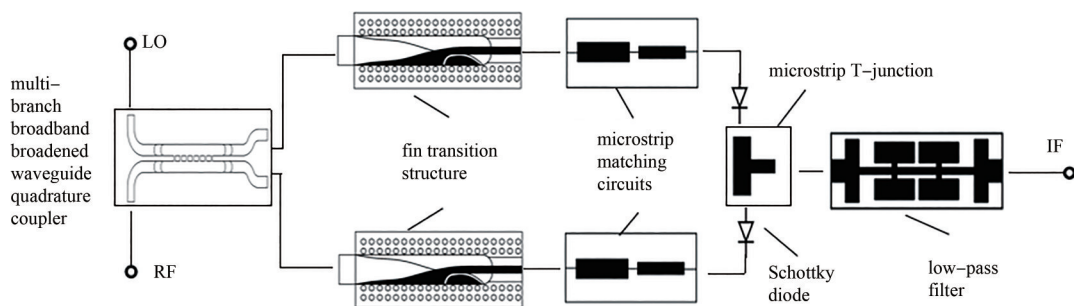


Fig.1 Circuit topology of the broadband high-IF single balanced mixer

图1 宽带高中频单平衡混频器电路拓扑图

由于本振与射频信号频率覆盖57.6~85 GHz，为留有余量，本文设计的宽带波导正交耦合器带宽为55~90 GHz。该带宽超过了常规标准波导频段，本文采用改进的多分支宽带加宽波导正交耦合器实现宽带本振和射频信号的耦合和隔离，损耗小，带宽宽。射频、本振信号分别经正交耦合器分为两路，通过鳍线波导-微带过渡实现宽带波导TE₁₀模到准TEM模转换，同时也提供了宽带高中频信号和直流接地回路。通过二极管的非线性特性，将射频与本振混频形成中频信号，并通过微带T型结合成后，经匹配电路及低通滤波器输出。低通滤波器可抑制本振及射频信号，并为其提供回路。混频器的仿真设计结合采用三维电磁场仿真软件HFSS(High Frequency Structure Simulator)和电路仿真软件ADS(Advanced Design System)。

1.1 肖特基二极管及微带T型结

在大信号驱动下，具有非线性特性的肖特基二极管是实现频率转换的关键元件。本设计采用中电科十三所的SA-SBD肖特基二极管，其实物照片如图2所示。微波频段基于肖特基二极管的器件设计通常直接采用SPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)模型，并不考虑其寄生参量。当肖特基二极管截止频率远高

于工作频率，二极管寄生参量不明显时，这种方法是可行的^[12]。为进一步提高精确度，研究者们还会采用为肖特基二极管建立等效电路模型来实现较为准确的器件设计。但当工作频率进一步提高至毫米波乃至太赫兹波段时，由于器件尺寸与工作波长处于同一量级，二极管的封装和自身结构带来的寄生效应影响愈发明显，此时仅用 SPICE 模型难以表征肖特基二极管在高频的行为^[13]。因此将 HFSS 模型与 ADS 相结合，提高模型的准确度。将二极管物理结构的影像在 HFSS 中建模，采用仿真得到的 S 参数表达其特性。仿真时，将 HFSS 仿真得到的 S 参数导入到 ADS 中，结合 SPICE 参数，完整表达二极管的实际作用和对电路性能的影响。

SPICE 参数主要包括串联电阻、零偏置结电容、饱和电流、理想因子、反向击穿电压等，本文所用肖特基二极管 SPICE 参数值如表 1 所示。由表 1 的数据可以计算出二极管的截止频率为 450 GHz，远大于本振和射频信号的频率，符合本文混频器的设计要求。

采用微带 T 型结，合成 2 只二极管产生的中频信号。肖特基二极管宽度为 0.05 mm，与 50 Ω 微带线线宽(0.37 mm)差异较大。为减小微带焊盘间的寄生耦合电容，并有效提高装配精确度，微带 T 型结的二极管安装焊盘缩减为 0.1 mm，肖特基二极管通过倒装的方式安装于微带焊盘上。此外，为减小输出中频传输线与射频/本振传输线之间的耦合，二极管输出中频微带线线宽缩减为 0.2 mm，经一段长度 ($l=0.6$ mm)后恢复为 50 Ω 线宽。带有肖特基二极管的微带 T 型结如图 2 所示，长度 l 在仿真过程中也是优化混频器性能的参数之一。

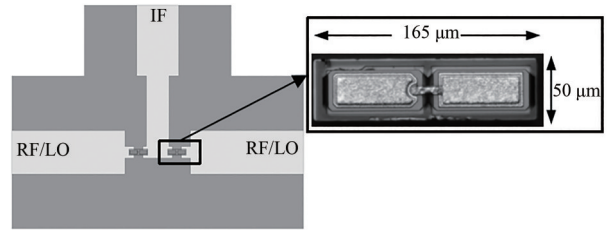


Fig.2 Microstrip T-junction with Schottky diodes
图 2 肖特基二极管 T 型结连接结构

表 1 肖特基二极管 SPICE 参数值
Table1 SPICE parameters of the Schottky diode

parameter	value
R_s/Ω	15.66
C_{j0}/fF	5.60
N	1.18
I_s/fA	22.85
B/N	5.50

1.2 多分支宽带加宽波导正交耦合器

波导正交耦合器采用多分支波导耦合结构，该结构工作带宽较宽，传输损耗小^[14]。射频和本振信号分别通过波导正交耦合器的输入端和隔离端馈入，分别功率至直通端和耦合端，且 2 个端口输出信号的相位相差 90°。图 3 为宽带七分支波导正交耦合器剖面尺寸示意图，混频器射频及本振频率主要在 E 波段(60~90 GHz)，因此采用 WR12 波导，对应宽为 3.10 mm，高为 1.55 mm。为拓宽下边带工作频率，进一步增加耦合器宽边尺寸，保证下边带覆盖到 55 GHz，并通过两级阶梯实现到标准波导宽边的宽带过渡，尺寸参数如表 2 所示。

由于射频和本振需通过标准波导法兰输入，将射频和本振输入波导处拐弯使法兰分布在混频器模块的两侧。优化后的模型及仿真结果如图 4 所示。在 55~90 GHz 范围内，耦合端和直通端的耦合度约为 3 dB，输入端回波和隔离度均小于 17 dB，幅度不平衡度小于 2 dB，相位不平衡度小于 2°。

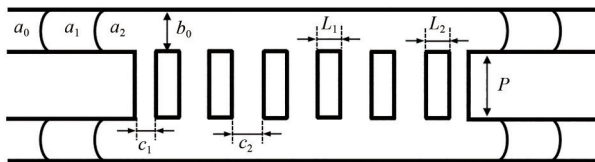


Fig.3 Schematic of multi-branch broadband broadened waveguide quadrature coupler
图 3 多分支宽带加宽波导正交耦合器平面尺寸示意图

表 2 多分支宽带加宽波导正交耦合器参数表
Table2 Parameters of multi-branch broadband broadened waveguide quadrature coupler

parameter	value	parameter	value
b_0/mm	1.55	L/mm	1.04
c_1/mm	0.32	a_0/mm	3.10
c_2/mm	0.40	a_1/mm	3.40
P/mm	0.75	a_2/mm	4.60

1.3 鳍线波导-微带过渡结构

鳍线波导-微带过渡能够完成宽带波导 TE_{10} 模到微带准 TEM 模的转换，并为 2 只肖特基二极管提供直流回路，为宽带中频提供信号回路，这也是实现混频器高中频性能的关键。鳍线波导-微带过渡结构通常采用余弦平方函数曲线，将波导的 TE_{10} 模式逐渐转换为微带准 TEM 模式^[15]。正面鳍线微带线交界处下方的金属块能够起到抑制带内谐振点、拓宽过渡电路工作带宽的作用。为方便装配，鳍线两侧通过金属化孔实现与腔体的有效连接。金属化孔的尺寸、间距直接关系到接地性能，为实现宽带过渡性能，金属化孔需尽量贴近鳍线，且孔间距要尽量小。本设计中，金属化孔的水平间距为 0.3 mm，第一排金属化孔距鳍线 0.05 mm。

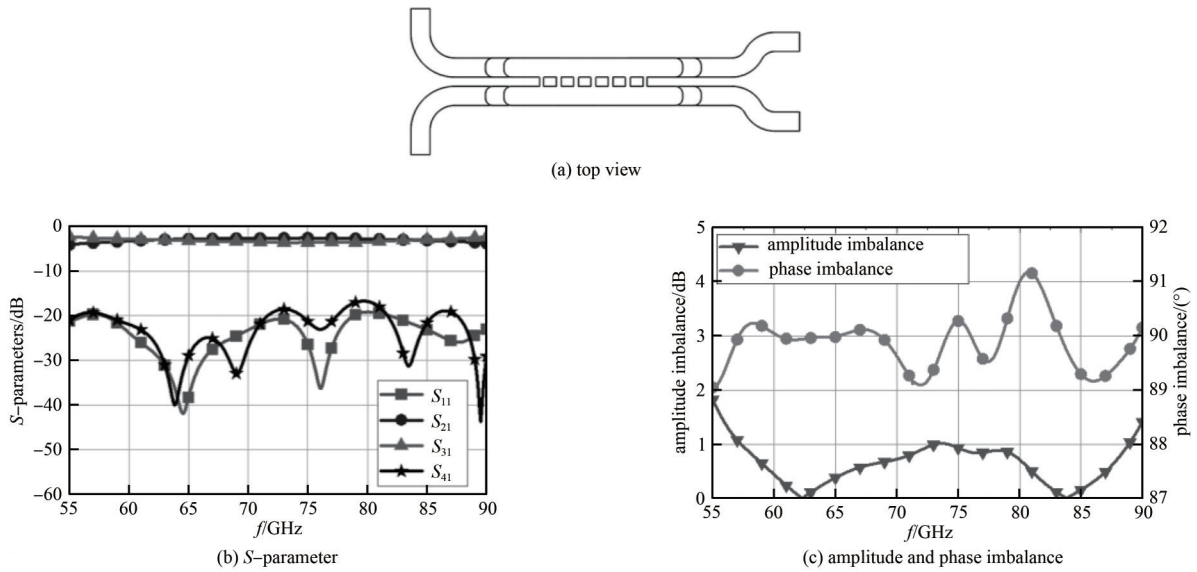


Fig.4 Multi-branch broadband broadened waveguide quadrature coupler
图4 多分支宽带加宽波导正交耦合器

采用HFSS设计鳍线波导-微带过渡结构，其模型及仿真结果如图5所示。可以看出，该波导微带鳍线过渡在53~90 GHz范围内，回波损耗优于17 dB，可通过射频和本振信号，并防止中频信号泄漏到射频和本振端口。

1.4 宽阻带中频低通滤波器设计

宽阻带中频低通滤波器采用两级紧凑微带谐振单元(Compact Microstrip Resonant Cell, CMRC)，结构紧凑，阻带宽，带外抑制好^[16]。低通滤波器模型和仿真结果如图6所示，截止频率为30 GHz，对53~96 GHz的抑制在40 dB以上，可通过中频信号并有效抑制射频和本振信号的泄漏及提供其信号回路。

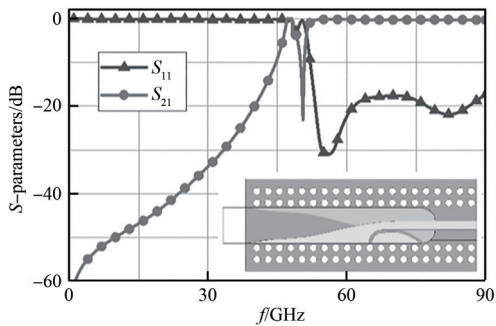


Fig.5 Finline waveguide-microstrip transition structure and the simulation results
图5 鳍线波导-微带过渡结构及其仿真结果

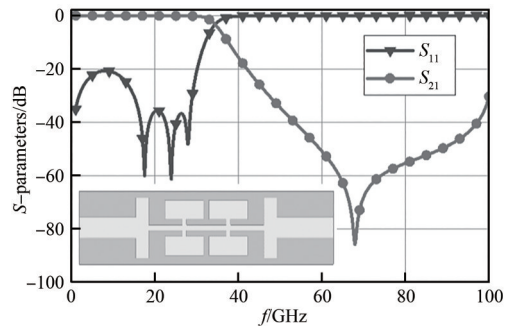


Fig.6 Wideband IF lowpass filter and the simulation result
图6 宽阻带中频低通滤波器及其仿真结果

1.5 混频器整体性能仿真

将HFSS中仿真的微带T型结、多分支宽带加宽波导正交耦合器、鳍线波导-微带过渡结构和宽阻带中频低通滤波器的S参数通过SnP文件导入到ADS中，然后利用ADS谐波平衡仿真器优化匹配电路，通过调节本振/射频/中频匹配电路的线宽和线长来优化混频器性能。混频器最终模型如图7所示。

本振频率57.6、62.4、67.2 GHz，分别对应射频频率范围67~73 GHz、73~79 GHz、79~85 GHz，且对应的中频频率范围均在9.4~17.8 GHz之间，实现了67~85 GHz的宽带高中频混频。如图8所示，射频频率在67~85 GHz范围内，混频器最大变频损耗约10 dB，最小变频损耗约7 dB。射频和中频端口回波损耗如图9所示，全频带内射频回波优于9 dB，中频回波优于6 dB。混频器的中频频率9.4~17.8 GHz，低端为9.4 GHz，二次谐波为18.8 GHz，在中频带宽以外，其他低次组合杂散也都落在带外，可通过外加带通滤波器滤除。输出端几个主要频率组合信号的功率仿真结果如图10所示，在67~85 GHz射频频率范围内，射频输入功率为-15 dBm，本振输入功率为12 dBm时，混频器对2LO-2RF、3LO-2RF的抑制在33 dBc以上。

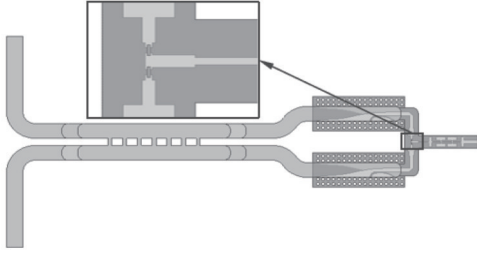


Fig.7 Overall model of the broadband high-IF single balanced mixer
图7 宽带高中频单平衡混频器整体模型

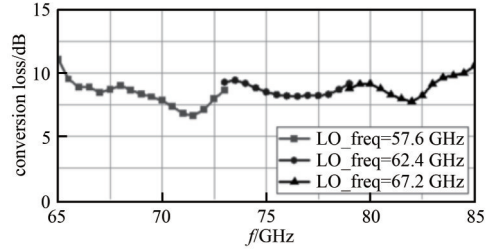


Fig.8 Conversion loss simulation results of the broadband high-IF single balanced mixer
图8 宽带高中频单平衡混频器变频损耗仿真结果

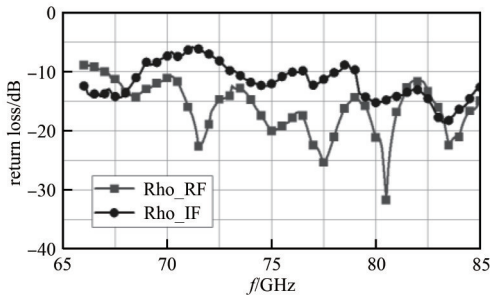


Fig.9 RF and IF return loss simulation results of the broadband high-IF single balanced mixer
图9 宽带高中频单平衡混频器射频和中频端口回波损耗仿真结果

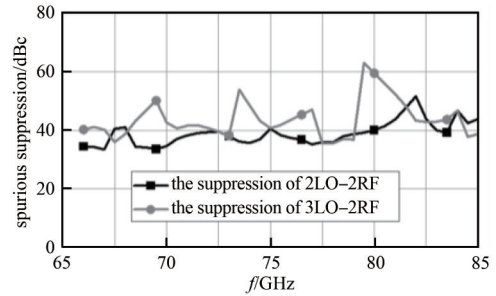


Fig.10 Spurious suppression simulation results of the broadband high-IF single balanced mixer ($P_{LO}=12$ dBm, $P_{RF}=-15$ dBm)
图10 宽带高中频单平衡混频器杂散抑制仿真结果

2 混频器加工及测试

在厚度为 0.127 mm、相对介电常数为 2.2 的 Rogers RT/D 5880 衬底上制作混频器电路部分，安装在金属腔体中，屏蔽外部干扰。射频信号和本振信号接口采用 WR12 标准波导，由于混频器电路上下对称，射频和本振信号可互换激励端口。宽带高中频单平衡混频器实物内部照片如图 11 所示，测试平台现场照片如图 12 所示。实际测试中，由于 E 波段倍频器的输出功率约为 15 dBm，需要通过可调衰减器将射频信号衰减 30 dB，避免射频功率过大导致变频损耗压缩。为确保本振功率输出的准确性和一致性，需调节本振端的可调衰减器，固定本振功率。实测时发现，当本振输入功率为 10 dBm 时，混频器由于覆盖带宽很宽，其低端频响特性稍差，会导致整体变频损耗波动较大，测试得到最优本振功率为 12 dBm。通过功率计校准，确保 3 个本振频点的输入功率均为 12 dBm。图 13 为宽带高中频单平衡混频器测试的变频损耗与仿真结果对比图，由图可知，测试的变频损耗在 7.1~10.1 dB 范围内，与仿真曲线一致性较高。通过观察并记录频谱分析仪输出端口的中频、2LO-2RF 和 3LO-2RF 的功率，得到混频器的杂散抑制情况如图 14 所示。混频器二次中频和(3LO-2RF)组合杂散的抑制在 36 dBc 以上，与仿真结果基本一致。在 67~85 GHz 范围内，本振输入功率为 13 dBm 时，测试得到射频输入 $P_{1\text{dB}}$ 约为 5~9 dBm，与仿真结果基本一致，具体情况如图 15 所示。

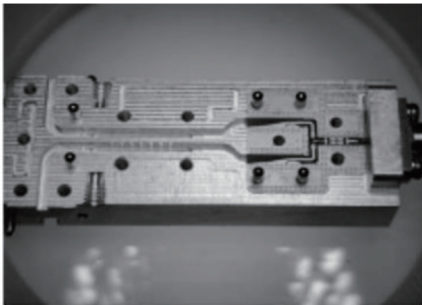


Fig.11 Inside photo of the broadband high-IF single balanced mixer
图11 宽带高中频单平衡混频器实物内部照

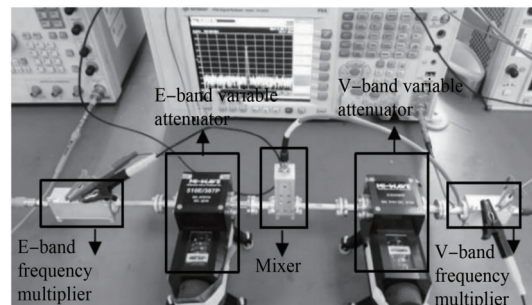


Fig.12 Test platform of the broadband high-IF single balanced mixer
图12 宽带高中频单平衡混频器测试平台

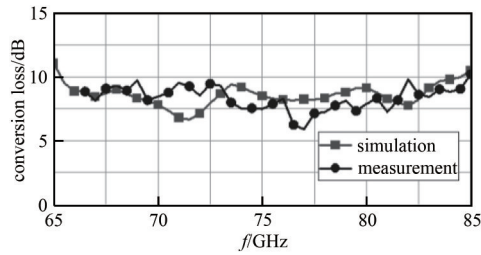


Fig.13 Comparison of measurement results and simulation results of broadband high-IF single balanced mixer frequency

图 13 宽带高中频单平衡混频器变频损耗测试结果及仿真结果对比情况

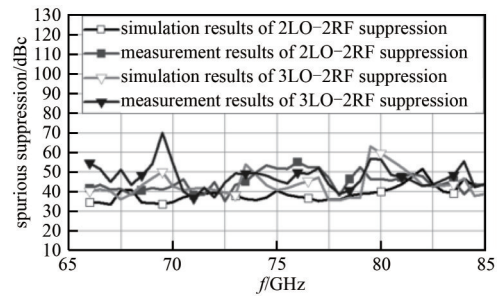


Fig.14 Comparison of test results and simulation results of the broadband high-IF single balanced mixer spurious suppression ($P_{LO}=12$ dBm, $P_{RF}=-15$ dBm)

图 14 宽带高中频单平衡混频器杂散抑制测试结果及仿真结果对比 ($P_{LO}=12$ dBm, $P_{RF}=-15$ dBm)

表 3 比较了本文所设计的 67~85 GHz 宽带高中频单平衡混频器与已报道的混频器的相关参数，可以看出，文献[17]报道的混频器中频频率较高，但变频损耗较大；文献[18]报道的混频器变频损耗较低，但中频频率较低，带宽较窄。文献[7]所报道的混频器采用 55 nm CMOS 工艺，可实现正变频增益，但射频和中频的带宽 (Bandwidth, BW) 较窄。与文献[9]报道的混频器相比，本文设计的混频器的变频损耗性能和平坦度均具有一定优势，这得益于本文采用多分支宽带加宽波导正交耦合器，相较于 90°微带定向耦合器与 90°延迟线组合，具有损耗和平衡性优势。文献[19]报道的混频器采用 0.1 μ m pHEMT 工艺，其变频损耗及中频带宽略逊于本文提出的混频器。

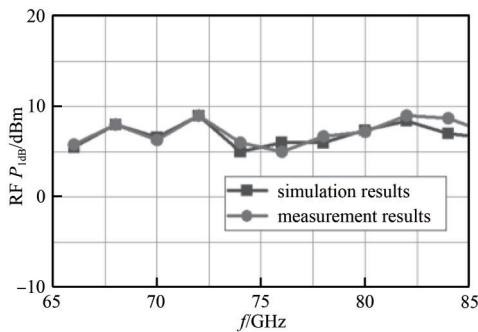


Fig.15 Comparison of test results and simulation results of the broadband high-IF single balanced mixer RF P_{1dB} ($P_{LO}=13$ dBm)

图 15 宽带高中频单平衡混频器射频 P_{1dB} 测试结果及仿真结果对比情况 ($P_{LO}=13$ dBm)

表 3 文中所设计的混频器与同频段已报道的混频器的比较

Table3 Comparison between this work and published mixers

Ref.	process	(RF freq/BW)	(IF freq/BW)	conversion gain
		/GHz	/GHz	/dB
[17]	HMIC	58~62/4	33	-19~-21
[18]	HMIC	50~75/25	0.1	-9~-5
[7]	55 nm CMOS	76~81/5	0.01~1.6/1.6	1~4.1
[9]	HMIC	50~75/25	0.01~22/22	-11.4~-6.8
[19]	0.1 μ m pHEMT	67~90/23	4~16/12	-14~-10
this work	HMIC	67~85/18	9.4~17.8/8.4	-10.1~-7.1

3 结论

本文基于多分支宽带加宽波导正交耦合器，结合宽带射频、本振及中频信号回路设计实现了一款本振/射频频率覆盖 57.6~85 GHz，中频频率覆盖 9.4~17.8 GHz 的宽带高中频单平衡混频器，并进行了实物加工与测试。测试表明，混频器在带内变频损耗优于 10.1 dB，二次中频和组合杂散的抑制在 36 dBc 以上，输入 P_{1dB} 约为 5~9 dBm，与仿真结果展示出较好的一致性。本文提出的方法可以实现宽带高中频变频，可用于高性能、低杂散频谱分析仪扩频系统，也可用于宽带毫米波通信、雷达接收系统。

参考文献：

[1] THOMAS B,GIBSON H,FREERKSEMA J H,et al. 67~116 GHz single sideband Schottky-based receiver operating at room temperature[C]// 2016 Global Symposium on Millimeter Waves(GSMM) & ESA Workshop on Millimetre-Wave Technology and Applications. Espoo,Finland:IEEE, 2016:1-3. doi:10.1109/GSMM.2016.7500318.

[2] FLORIAN C,SCAPPAVIVA F,FEUDALE M,et al. A V band singly balanced diode mixer for space application[C]// European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium. Paris,France:IEEE, 2005:441-444.

[3] CHANG Y T,LU H C. A V-band ultra low power sub-harmonic I/Q down-conversion mixer using current re-used technique[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II—Express Briefs, 2020,67(12):2893-2897. doi:10.1109/TCSII.2020.2989368.

- [4] LEE J G, LEE H J, KIM S H, et al. 60 GHz direct up-conversion mixer with wide IF bandwidth and high linearity in 65 nm CMOS[C]// 2017 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology. Seoul, Korea(South):IEEE, 2017:74-76. doi:10.1109/RFIT.2017.8048294.
- [5] 李珂, 方园, 赵宇. V 波段双平衡混频器芯片的设计[C]// 2017 年全国微波毫米波会议. 浙江, 杭州: 中国电子学会微波学会, 2017:388-391. (LI Ke, FANG Yuan, ZHAO Yu. Design of V-band double balanced mixer chip[C]// 2017 National Microwave and Millimeter Wave Conference. Hangzhou, Zhejiang, China: Microwave Science Branch of China Electronics Society, 2017:388-391.)
- [6] 蒋均, 陆彬, 何月, 等. 140 GHz 基于 CPWG 单平衡基波混频 GaAs 集成电路[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(3):369-373. (JIANG Jun, LU Bin, HE Yue, et al. 140 GHz single-balance fundamental mixer design based on CPWG GaAs IC[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2018, 16(3):369-373.) doi:10.11805/TKYDA201803.0369.
- [7] 饶晟瑀, 石春琦, 张润曦. 一种用于 76~81 GHz 汽车雷达的 CMOS 毫米波下混频器[J]. 红外与毫米波学报, 2020, 39(4):441-446. (RAO Shengyu, SHI Chunqi, ZHANG Runxi. A CMOS millimetre wave down-conversion mixer for 76~81 GHz automotive radars[J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2020, 39(4):441-446.) doi:10.11972/j.issn.1001-9014.2020.04.008.
- [8] 樊帆, 傅琦. 一种基于 GaAs 肖特基二极管 W 波段混频器芯片设计[J]. 现代信息科技, 2023, 7(11):52-55, 60. (FAN Fan, FU Qi. Design of a mixer chip in W-band based on GaAs Schottky diode[J]. Modern Information Technology, 2023, 7(11):52-55, 60.) doi:10.19850/j.cnki.2096-4706.2023.11.012.
- [9] REN Le, XU Jinping, WANG Chunmin. Design of a full V-band fundamental mixer with an ultra-wide IF from 0.01 to 22 GHz[J]. Electronics Letters, 2021, 57(25):961-963. doi:10.1049/ell2.12327.
- [10] 蒋姝, 苏格诺, 杨会军, 等. 一种太赫兹宽带三次谐波混频器设计与实现[J]. 电子测量技术, 2022, 45(19):7-11. (JIANG Shu, SU Genuo, YANG Huijun, et al. Design and implementation of terahertz wideband third-harmonic mixer[J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(19):7-11.) doi:10.19651/j.cnki.emt.2210463.
- [11] MA W C, CHIONG C C, WANG Yunshan, et al. A high LO-to-RF isolation E-band mixer with 30 GHz instantaneous IF bandwidth in 90 nm CMOS[C]// 2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium—IMS 2023. San Diego, CA, USA:IEEE, 2023:139-142. doi:10.1109/IMS37964.2023.10188008.
- [12] ANTOGNETTI P, MASSOBRIO G. Semiconductor device modeling with SPICE[M]. Washington, D C:McGraw-Hill, Inc., 1987.
- [13] SILES J V, GRAJAL J. Physics-based design and optimization of Schottky diode frequency multipliers for terahertz applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(7):1933-1942. doi:10.1109/TMTT.2010.2050103.
- [14] REED J. The multiple branch waveguide coupler[J]. Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1958, 4(6):398-403. doi:10.1109/TMTT.1958.1125213.
- [15] JING S, FAGUO L, LIHUA H, et al. Waveguide-to-microstrip antipodal finline transition at W band[C]// 2013 the Third International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control. Shenyang, China:IEEE, 2013:510-513. doi:10.1109/IMCCC.2013.116.
- [16] XUE Quan, SHUM K M, CHAN Chihou. Low conversion-loss fourth subharmonic mixers incorporating CMRC for millimeter-wave applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(5):1449-1454. doi:10.1109/TMTT.2003.810153.
- [17] 张晓阳, 于洪喜. 一种 V 波段高中频混频器的设计[J]. 空间电子技术, 2012, 9(4):85-89. (ZHANG Xiaoyang, YU Hongxi. Design of a V band mixer with high IF frequency[J]. Space Electronic Technology, 2012, 9(4):85-89.) doi:10.3969/j.issn.1674-7135.2012.04.015.
- [18] 韦柳泰, 代秀, 徐从玉, 等. 一种基于对极鳍线的单平衡 V 波段基波混频器设计[C]// 2015 年全国微波毫米波会议. 安徽, 合肥: 中国电子学会微波学会, 2015:1174-1176. (WEI Liutai, DAI Xiu, XU Congyu, et al. Design of a single balanced V-band fundamental mixer based on antipolar fin line[C]// 2015 National Microwave and Millimeter Wave Conference. Hefei, Anhui, China: Microwave Science Branch of China Electronics Society, 2015:1174-1176.)
- [19] HU J H, CHIONG C C, HWANG Y J, et al. E-band mixer with IP 1 dB design consideration for radio astronomical instrumentation[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018, 28(5):452-454. doi:10.1109/LMWC.2018.2813886.

作者简介:

杨笔帆(2002-), 男, 学士, 主要研究方向为毫米波/太赫兹电路设计. email:213201825@seu.edu.cn.

赵亮(1985-), 男, 博士, 高级工程师, 主要研究方向为微波电路与系统技术.

邢天时(2001-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为毫米波/太赫兹电路设计.

郭健(1982-), 男, 博士, 副教授, 博士生导师, 研究方向为毫米波/亚毫米波理论与技术.

徐子昂(1999-), 男, 在读博士研究生, 主要研究方向为毫米波/太赫兹电路设计.