

DOI:10.3969/j.issn.1674-7135.2023.02.006

一种 W 波段低损耗宽带单平衡混频器设计

王立权¹, 居 闽¹, 柴娟芳¹, 韩志强¹, 张 颖²

(1. 上海机电工程研究所, 上海 201109; 2. 上海航天科创企业发展有限公司, 上海 201109)

摘 要:针对某型半实物仿真系统大带宽、高动态的技术需求,研制了一种覆盖整个 W 波段的单平衡混频器。混频器基于波导-石英混合电路以及分立肖特基二极管设计,射频信号经减高波导同相激励两个肖特基结,以减少无源电路的额外损耗。本振信号通过波导 E 面探针输入,以准 TEM 模反相激励肖特基结。测试结果表明,所设计混频器在 13 dBm 本振功率激励下,可在 75 ~ 110 GHz 范围内实现 6 ~ 8 dB 的单边带变频损耗,中频带宽为 DC ~ 35 GHz。该混频器与国内外同类高性能产品技术性能相当,已成功应用于 W 波段半实物仿真系统中。

关键词:W 波段;单平衡混频;宽带;低变频损耗

中图分类号:TN454;V443

文献标志码:A

文章编号:1674-7135(2023)02-0034-06

Design of a W-band low-loss broadband single-balanced mixer

WANG Liqun¹, JU Min¹, CHAI Juanfang¹, HAN Zhiqiang¹, ZHANG Ying²

(1. Shanghai Electro-Mechanical Engineering Institute, Shanghai 201109, China;

2. Shanghai Aerospace Science and Innovation Development Co., Ltd., Shanghai 201109, China)

Abstract: A single balanced mixer covering full W-band was designed for a hardware in the loop (HIL) simulation system to achieve large bandwidth and dynamic range. The mixer was designed with waveguide-quartz hybrid circuit and a discrete Schottky diode. Two Schottky junctions were excited in-phase with the radio frequency (RF) signal through height-reduced waveguide, so the additional loss of passive circuits can be reduced. With E-plane probe, the local oscillator (LO) signal was coupled with quasi-TEM mode, thus the two Schottky junctions were driven out of phase. The measured single sideband (SSB) loss is 6 ~ 8 dB over the 75 ~ 110 GHz range with 13 dBm LO power, and the intermediate frequency (IF) bandwidth is DC ~ 35 GHz. The mixer has comparable technical performance with similar high-performance products at home and abroad, and has been successfully applied in the W-band HIL simulation systems.

Key words: W-band; single balanced mixing; broadband; low conversion loss

0 引言

基于肖特基二极管的混频器的宽带、低损耗、能常温工作的特性,被广泛应用于毫米波频段高分辨成像、大气临边探测、仪器仪表等领域^[1-5]。尤其在构建毫米波频段半实物仿真系统时,往往需要其

中的混频器具有大带宽、低损耗的特性,以提高系统的带宽、动态范围等性能指标^[6-7]。早期,受制于本振源的实现难度,W 波段混频器大多采用分谐波或高次谐波混频方案,变频损耗较高^[8-10]。近年来,随着半导体器件工艺的进步,国内的 W 波段的固态源技术已趋于成熟,实现宽带基波混频已经

收稿日期:2022-07-12; 修回日期:2022-09-09

基金项目:上海市航天科技创新基金(编号:SAST2020-005)

引用格式:王立权,居闽,柴娟芳,等. 一种 W 波段低损耗宽带单平衡混频器设计[J]. 空间电子技术,2023,20(2):34-39.

WANG L Q, JU M, CHAI J F, et al. Design of a W-band low-loss broadband single-balanced mixer[J]. Space Electronic Technology, 2023, 20(2):34-39.

不存在本振源技术制约。全频段、低损耗、低交调的 W 波段基波混频器的研制及应用具备了坚实基础。

在实现毫米波基波混频的几种技术途径中,基于肖特基二极管的单平衡混频器因为在结构、装配、性能等方面的综合优势,成为工程应用的优先方案。在基于肖特基二极管的单平衡混频器研制中,大多基于分支耦合器、环形电桥、接地共面波导、鳍线等拓扑结构进行信号的耦合激励,在满足信号的幅度相位分配的同时,也引入了额外的损耗,而且增大了电路的面积。文献[11]采用对极鳍线-共面波导制作的 V 波段混频器变频损耗小于 9 dB。文献[12]采用波导-悬置共面波导-悬置带线制作的单平衡混频器在 80 ~ 108 GHz 范围内变频损耗小于 9.5 dB。文献[13]基于环形电桥结构制作的单平衡混频器在 90 ~ 97 GHz 范围内变频损耗为 9.9 ~ 13.5 dB。上述几种结构因为高频信号耦合结构复杂,往往会引入额外的损耗。文献[14]使用波导微带电路设计的单平衡混频器在 75 ~ 110 GHz 范围内变频损耗为 5.5 dB,性能优异。但采用这种结构时,中频电路和本振-射频电路在物理结构上相互正交,需要采用两块相互分离的石英基片,还需要额外的金丝键合工艺完成互联,增加了成本和工艺复杂度。

针对上述问题,本文通过电路拓扑结构的选择及设计使得射频信号经减高波导直接同相激励二极管的两个肖特基结,在降低损耗的同时还能够保持全频段宽带匹配。本振信号的耦合输入及中频信号的提取都在同一块矩形石英基片上实现。经研制及测试,实验数据与仿真数据吻合良好,证明了设计方法以及硬件电路的有效性。

1 基本原理

单平衡混频器有 3 种基本拓扑结构,分别是射频同相型、本振同相型以及中频同相型^[14]。根据半实物仿真系统的整体设计方案,混频器的射频端口需要外接波导天线,并且在整个 W 波段实现尽可能低的变频损耗,为此,要求射频输入信号与二极管之间的耦合电路具有宽度、低损耗的特性。

而射频同相型结构中,射频信号可直接由波导馈入二极管,不需要经过基片电路,因此可避免高频条件下基片电路带来的额外损耗。另外,考虑到

所用二极管的具体构型,本文所设计的单平衡混频器决定采用射频同相型混频结构,其基本原理如图 1 所示。

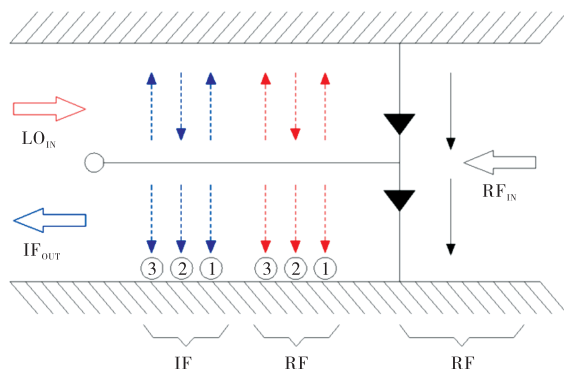


图 1 射频同相型单平衡混频器原理图

Fig. 1 Schematic drawing of single balanced mixer with RF in-phase type

对于肖特基二极管,其伏安特性为:

$$i = f(v) = I_s(e^{av} - 1) \quad (1)$$

假设 $g(v)$ 是随本振(LO)信号电压变化的二极管瞬时电导,是 $f(v)$ 的导数,则 $g(v)$ 可表示为:

$$g(v_{LO}) = f'(v_{LO}) = \left. \frac{\partial i}{\partial v} \right|_{(v=v_{LO})} \quad (2)$$

混频器采用如图 1 所示的拓扑结构,RF 信号沿波导以 TE₁₀ 模传输,两个二极管 D1、D2 上的 RF 信号保持同相。LO 信号沿微带线以准 TEM 模传输,二极管 D1、D2 上的 LO 信号保持反相。因为混频电路中,RF 信号为小信号,LO 信号为大信号,即 $v_{RF}(t) \ll v_{LO}(t)$,忽略 $v_{RF}(t)$ 的平方项及高次项后,两个二极管的电流分别为:

$$i_1(t) = f\left(t + \frac{T_{LO}}{2}\right) + v_{RF} \cdot g\left(t + \frac{T_{LO}}{2}\right) \quad (3)$$

$$i_2(t) = f(t) + v_{RF} \cdot g(t) \quad (4)$$

对 $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ 做 Fourier 变换,并在 LO 频率上对其做 Fourier 级数展开可得:

$$I_1(f) = [F(f) + v_{RF} \cdot G(f)] \cdot e^{j2\pi f T_{LO}/2} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [F(n \cdot f_{LO}) + v_{RF} \cdot G(n \cdot f_{LO})] \cdot e^{jn\pi} \quad (5)$$

$$I_2(f) = F(f) + v_{RF} \cdot G(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [F(n \cdot f_{LO}) + v_{RF} \cdot G(n \cdot f_{LO})] \quad (6)$$

因为中频传输线上的中频信号反相,因此微带线上的中频总电流为:

$$I_{IF}(f) = I_1(f) - I_2(f) =$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} [F(n \cdot f_{LO}) + v_{RF} \cdot G(n f_{LO})] \cdot (e^{jn\pi} - 1) \quad (7)$$

可见,在二极管对外的总电流中将包含 LO 的奇次谐波和 $f_{RF} \pm f_{LO}$ 、 $f_{RF} \pm 3f_{LO}$ 、 $f_{RF} \pm 5f_{LO}$ 等 RF 与 LO 奇次谐波混频的分量。通过设计合适的中频滤波器,即可提取所需的中频分量。

2 设计仿真

基于上述原理,W 波段基波混频器的基本结构如图 2 所示,主要包括射频耦合结构、本振耦合结构、中频低通滤波器以及匹配电路。射频信号以 TE₁₀ 模从 WR10 波导输入,经减高波导完成阻抗调整后同相激励二极管对的两个肖特基结。本振信号以 TE₁₀ 模从 WR10 波导输入,并 E 面探针转换为沿微带电路传输的准 TEM 模,并等幅反相驱动两个肖特基结。中频滤波器实现射频、本振信号与中频段的隔离,同时完成中频信号的输出提取。

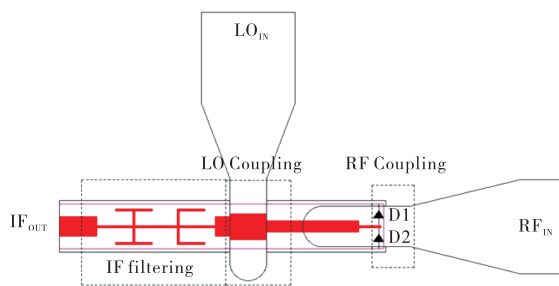


图 2 单平衡混频器拓扑结构

Fig. 2 Topology of the single balanced mixer

分立二极管选择 MACOM 公司的双肖特基结 T 构型二极管 MA4E2040。为了二极管安装的稳定性,将二极管安装于石英基片的最前端,紧靠输入波导,以减少射频信号的损耗。石英基片厚度为 5 mil,溅射金层厚度为 3 μm,相对介电常数约 3.8。射频输入波导沿窄边做减高设计,以减少波导阻抗在整个工作频段内的变化,便于与二极管匹配。输入耦合结构的设计目标,是使得射频输入信号能够以尽量小的损耗均衡地加载到两个肖特基结上。理想情况下,两个肖特基结所承载的功率应该严格等幅同相。从图 3 所示的射频输入端口到两个肖特基结的传输 S 参数曲线可见,在 75 ~ 110 GHz 范围内,传输系数幅度在 3.3 ~ 4.0 dB 之间,且差异小于 0.2 dB,传输相位基本保持一致,符合等幅同相激励的设计预期。

中频滤波器的作用是在提取出所需中频分量的同时,增加射频、本振信号与中频信号之间的隔离度。考虑到中频滤波器应具有宽阻带特性,同时为尽量减小石英基片的面积,中频滤波器在设计时采用紧凑微带谐振单元结构。图 4 所示为中频滤波器的仿真 S 参数曲线,可见在 50 GHz 以下,回波损耗大于 15 dB,在 75 ~ 110 GHz 频率范围内可提供不低于 40 dB 的抑制度。

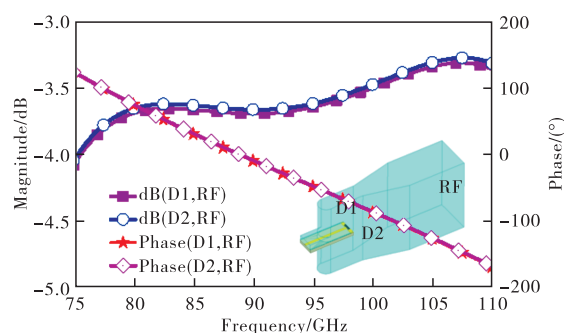


图 3 射频输入耦合结构的 S 参数仿真曲线

Fig. 3 Simulation S-parameters of RF coupling section

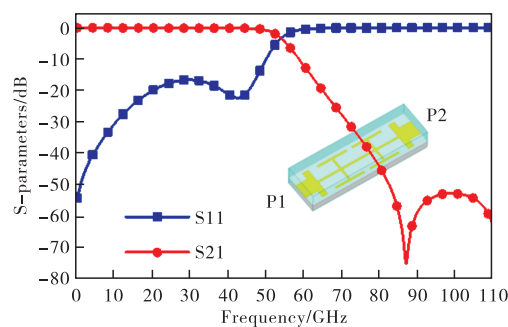


图 4 中频低通滤波器的 S 参数仿真曲线

Fig. 4 Simulation S-parameters of IF low-pass filter

本振信号从 WR10 波导输入后,同样对波导窄边进行减高处理,以减少整个本振频率范围内的阻抗波动。通过波导-微带 E 面探针结构将本振信号从波导传输模式转换为微带传输模式,以尽可能低的损耗等幅反相驱动两个肖特基结。因为整个平面电路集成在一块石英基片上,因此在设计本振耦合探针结构时,需要将中频低通滤波器作为本振耦合探针的一部分加以考虑,仿真结构及 S 参数曲线如图 5 所示,可见,在 75 ~ 110 GHz 频率范围内,本振端口的回波损耗大于 15 dB,到二极管微带端口的传输损耗低于 0.7 dB,到中频端口的隔离度大于 50 dB。

在完成上述射频耦合、本振耦合、中频滤波三个子电路仿真设计的基础上,在 Ansys HFSS 软件中建立如图 6 所示的混频器三维全波电磁仿真模型,

并结合 Keysight ADS 软件进行协同仿真,对二极管输出端的匹配电路进行优化。

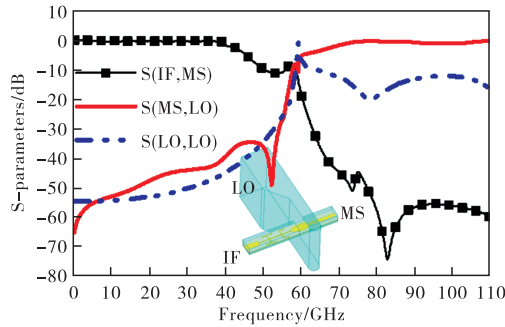


图 5 本振探针耦合结构仿真 S 参数曲线

Fig. 5 Simulation S-parameters of LO coupling probe

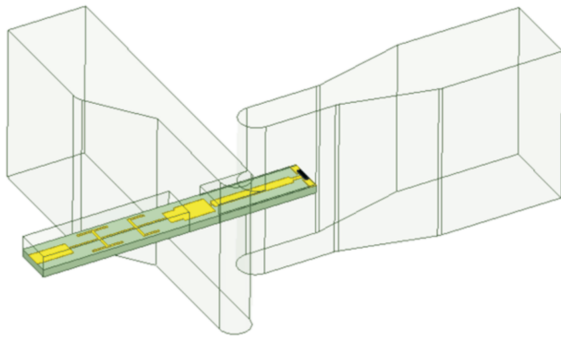


图 6 混频器三维电磁仿真模型

Fig. 6 3D electromagnetic simulation model of mixer

图 7 所示为 RF 频率 94 GHz, LO 频率 92 GHz 时,变频损耗随本振功率的变化曲线。从图中可见,当本振功率低于 10 dBm 时,变频损耗随着本振功率的增大而降低;当本振功率超过 10 dBm 时,变频损耗随本振功率的变化趋于平缓。因此,实验测试时,可将本振功率设定为 13 dBm,以获得较低的变频损耗。图 8 所示为本振功率 13 dBm 时,固定本振频率为 92 GHz,混频器的单边带变频损耗随输入射频频率变化的仿真曲线,可见在整个 75 ~ 110 GHz 频率范围内,变频损耗在 5 dB 左右。

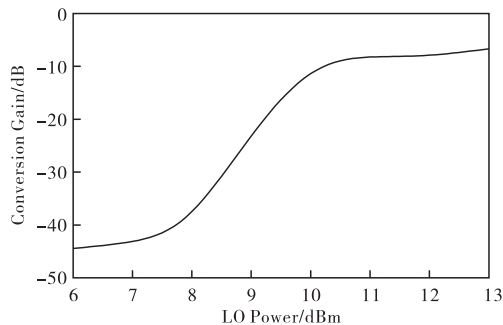


图 7 混频器变频增益随本振功率变化的仿真曲线

Fig. 7 Simulation curve of conversion gain with LO power

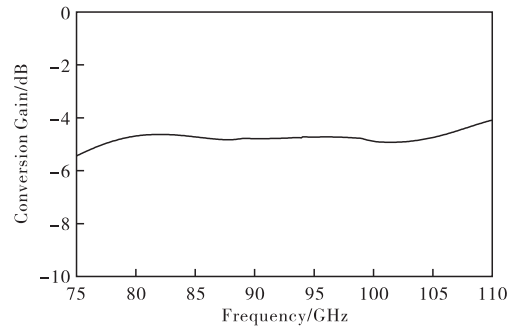


图 8 混频器单边带变频损耗仿真曲线

($f_{LO} = 92 \text{ GHz}$, $P_{LO} = 13 \text{ dBm}$)

Fig. 8 Simulated SSB conversion loss of the designed mixer ($f_{LO} = 92 \text{ GHz}$, $P_{LO} = 13 \text{ dBm}$)

3 试验测试

基于上述设计结果,对混频器所涉及的石英电路及壳体进行了加工、装配及测试。金属腔体以黄铜为基材进行加工,并做表面镀金处理。混频器内部电路如图 9 所示,石英基片粘接在下腔体上,二极管的梁氏引线通过键合工艺压接在石英电路及腔体金层上,完成射频接触及接地。装配完成后的混频器模块如图 10 所示。

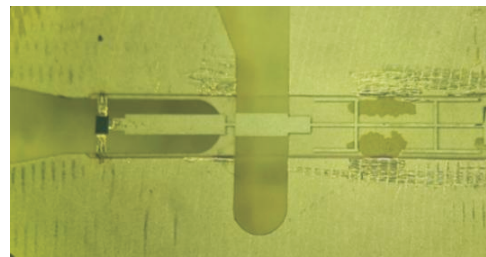


图 9 混频器内部石英电路

Fig. 9 Quartz circuit of the developed mixer

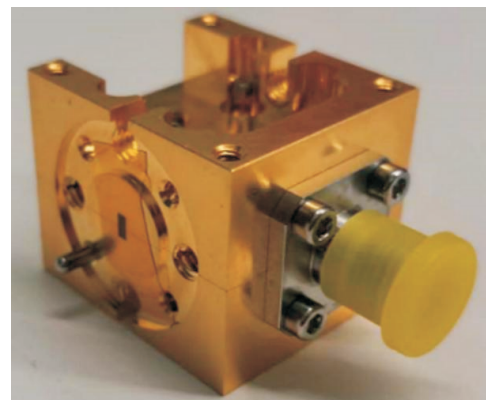


图 10 混频器模块实物图

Fig. 10 Mixer module physical diagram

针对混频器的实验测试系统如图 11 所示,本振

源由信号源 Keysight N5183A、自研 W 波段有源六倍频器及 Millitech FBI-10 隔离器级联组成,在整个 W 波段内,本振输出功率最大可达 14.3 dBm,并可通过信号源输入功率进行调节,隔离器是为了降低本振倍频源和混频器本振端口之间的相互牵引。射频信号由 Keysight E8267D、OML S10MS-AG 有源六倍频器及 SAGE STA-60-10-D1 精密可调衰减器级联提供,射频信号功率通过衰减器进行调节并经功率计进行校准。

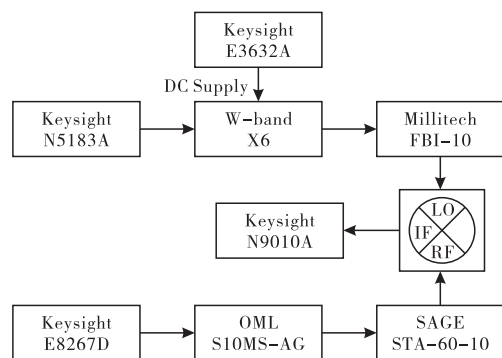


图 11 混频器测试系统原理框图

Fig. 11 Test setup of the mixer measurement

通过改变图 11 中信号源 N5183A 的输出功率,可以在一定范围内调节 W 波段有源倍频器的输出功率,从而可以对混频器的本振功率进行调节。图 12 所示为固定本振频率为 92 GHz 时,不同本振驱动功率条件下,混频器在整个 W 波段频率范围内的单边带变频损耗。可以看出,随着本振功率的增加,变频损耗逐渐降低,其变化趋势与图 7 所示的仿真曲线一致。因为充当本振源的 W 波段有源倍频器的最大输出功率有限,经隔离器后最大功率已不足 14 dBm,所以未对更大本振功率条件下的变频损耗进行测试。

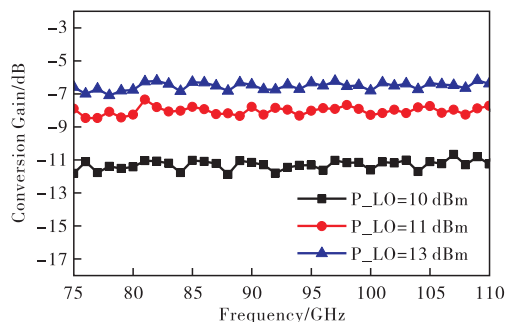


图 12 不同本振功率时混频器单边带变频损耗测试曲线 ($f_{LO} = 92$ GHz)

Fig. 12 Measured single sideband conversion loss of the developed mixer ($f_{LO} = 92$ GHz)

当固定本振功率为 13 dBm 时,对混频器在不同本振频率下的单边带变频损耗进行了测试。从图 13 所示的测量结果可见,当本振频率分别为 75 GHz、92 GHz、109 GHz 时,在整个 75 ~ 110 GHz 频率范围内,变频损耗在 6 dB 到 8 dB 之间波动。

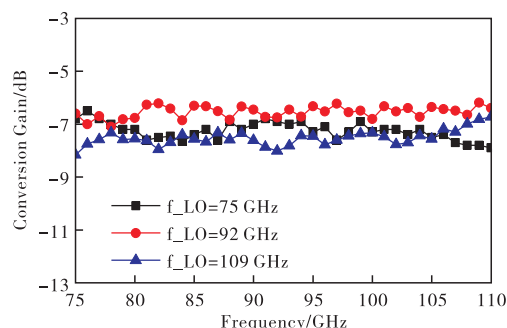


图 13 不同本振频率下混频器单边带变频损耗测试曲线 ($P_{LO} = 13$ dBm)

Fig. 13 Measured SSB conversion loss of the developed mixer with different LO power ($P_{LO} = 13$ dBm)

与图 7 所示的仿真结果相比,当本振频率为 92 GHz 时,实测变频损耗相比仿真增大约 2 dB。究其原因,因为在设计时根据器件手册采用了标称的二极管管芯等效串联电阻值 R_s ,而实际电路中的 R_s 值应该比标称值要大,这会直接导致变频损耗的增加。

4 结论

本文根据某型 W 波段半实物仿真系统的整体方案规划,设计了其中所涉及的 W 波段单平衡宽带基波混频器。该混频器基于分立梁式引线二极管及单石英基片研制,结构紧凑、工艺简单,易于实现宽带匹配及低损耗特征。经测试,混频器在 13 dBm 本振功率驱动下,可在 75 ~ 110 GHz 频率范围内实现 7 ± 1 dB 的单边带变频损耗。主要技术指标与国内外同类高性能混频模块相当,满足半实物仿真系统对混频器的大动态、大带宽要求,并已正常应用于 W 波段宽带半实物仿真系统中。

参考文献:

- [1] YANG X X, VOROBIEV A, JEPPSON K, et al. Wide bandwidth terahertz mixers based on graphene FETs [C]//2019 44th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2019:1-2.
- [2] 肖永川,胡波,李波,等. 基于双驱动调制的低噪声微波光子混频器[J]. 空间电子技术, 2020, 17(4):102-108.
- [3] DRAKINSKIY V, SOBIS P, ZHAO H, et al. Terahertz

- GaAs Schottky diode mixer and multiplier MIC's based on e-beam technology[C]//2013 International Conference on Indium Phosphide and Related Materials,2013:1-2.
- [4] CUI J H,ZHANG Y,XIA D J,et al. A 220 GHz broadband sub-harmonic mixer based on global design method[J]. IEEE Access,7:30067-30078.
- [5] KOOI J W,CHAMBERLIN R A,MONJE R R,et al. Performance of the caltech submillimeter observatory dual-color 180-720 GHz balanced SIS receivers[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology,2014,4(2):149-164.
- [6] 王立权,漆斌,黄杉,等. W 波段目标模拟带外噪声抑制技术[J]. 空天防御,2020,3(4):114-120.
- [7] 李小军,蒋伟,和新阳,等. 面向卫星载荷的大瞬时带宽微波光子信道化接收变频技术研究进展[J]. 空间电子技术,2020,17(3):81-87.
- [8] ZHU W F,JIANG W S,ZHANG S B. Design of a 75-110 GHz broadband millimeter wave harmonic mixer [C]//2016 IEEE 9th UK-Europe-China Workshop on Millimetre Waves and Terahertz Technologies, 2016:151-153.
- [9] 许从海. W 波段分谐波混频器设计[C]//2021 年全国微波毫米波会议论文集(上册). 南京,2021:440-442.
- [10] 郭栋,刘晓宇,赵华,等. W 频段二次谐波 I/Q 调制混频器的设计[J]. 电讯技术,2018,58(11):1345-1350.
- [11] 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论文集. 合肥,2015:1174-1176.
- [12] ZHAO W,ZHANG Y,LI L,et al. A W-band broadband single balanced mixer using an improved 180-degree hybrid[J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics,2015,47(2):373-379.
- [13] ZHAO W,ZHANG Y,ZHAN M Z. Design and performance of a W-band microstrip rat-race balanced mixer [C]//2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology,2010:713-716.
- [14] 王沫,邓建钦,王雪松,等. W 波段低损耗交叉杆式单平衡混频器[J]. 激光与光电子学进展,2019,56(18):227-231.

作者简介:王立权(1981—),浙江宁波人,博士。主要研究方向为微波系统与仿真。E-mail:liq_wang@163.com

版 权 声 明

凡稿件被本刊录用,即视为作者同意将该论文的复制权、发行权、信息网络传播权、翻译权、汇编权等权利在全世界范围内转让给本刊。本刊已许可中文科技期刊数据库(维普)、万方数据数字化期刊群和中国知网(中国学术期刊(光盘版)电子杂志社)等在其各自的系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行及在信息网络传播本刊全文。作者著作权使用费和稿酬一并支付(即包括印刷版、光盘版和网络版各种使用方式的报酬)。如作者对本声明持有异议,请在投稿时说明。

本刊编辑部