

DOI: 10.13382/j.jemi.B2407289

# 高本振中频隔离超宽带混频芯片设计

韩星宇<sup>1</sup> 年夫顺<sup>1,2</sup> 代秀<sup>2</sup> 张婷<sup>1</sup>

(1. 中北大学仪器与电子学院 太原 030051; 2. 中电科思仪科技股份有限公司 青岛 266555)

**摘要:**超宽带谐波混频器一般采用本振中频双工器,从本振通路引出中频信号。但是当本振频率和中频频率相近或者重叠时,难以实现本振到中频高隔离。本文采用了不同于常用谐波混频器结构,用射频中频双工器替代了本振中频双工器,从射频通路引出中频信号,设计了30~110 GHz 4次谐波混频芯片,并进行了封装实验测试。经测试,4次谐波混频器射频频率30~110 GHz,中频频率1 GHz的变频损耗小于25 dB,DC-15 GHz本振和中频端口间的隔离度可达30 dB,固定本振时中频频率DC-7 GHz变频损耗小于28 dB。因此,本设计可有效隔离频率相近的本振和中频信号,为拓宽中频带宽提供可能。

**关键词:**混频器;谐波混频;反向二极管对;超宽带

**中图分类号:** TH89; TN773.2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1025

## Design of ultra-broadband mixer chip with high LO-IF isolation

Han Xingyu<sup>1</sup> Nian Fushun<sup>1,2</sup> Dai Xiu<sup>2</sup> Zhang Ting<sup>1</sup>

(1. School of Instrument and Electronics, North University of China, Taiyuan 030051, China;

2. CETC Instruments Co., Ltd., Qingdao 266555, China)

**Abstract:** Ultra-broadband harmonic mixers generally use LO-IF duplexers to extract IF signals from the LO circuit. However, when the LO frequency and the IF frequency are similar or overlap, it is difficult to achieve high LO-IF isolation. In this paper, RF-IF duplexer is used to replace the LO-IF duplexer, different from the common harmonic mixer structure, and IF signal is extracted from the RF circuit. A 30~110 GHz fourth harmonic mixer chip is designed and tested. After the four harmonic mixer testing, RF sweep frequency range 30~110 GHz, frequency conversion loss is less than 25 dB at IF frequency 1 GHz. In DC-15 GHz, the isolation between the LO and the IF ports is up to 30 dB. When the local vibration is fixed, the frequency conversion loss of IF sweep frequency DC-7 GHz is less than 28 dB. Therefore, this design can effectively isolate LO and IF signals with similar frequencies, and it is possible to broaden the IF broadband.

**Keywords:** mixer; harmonic mixer; reverse-diode-pair; ultra-broadband

## 0 引言

宽频带混频器是矢量网络分析仪和频谱分析仪等仪器的关键核心部件,也是雷达和通信等电子系统的重要组成部分<sup>[1-10]</sup>。混频器频率范围决定了仪器和电子系统的接收机工作频率范围,变频损耗决定了接收机的灵敏度。除了最常用的基波混频器之外,还有谐波混频器,谐波混频器与基波混频器相比,牺牲了变频损耗降低了本振工作频率,从而降低了混频器本振信号发生器的成本

和复杂度。国内外对混频器研究已有多篇报道,大多数混频器采用单平衡混频方式。采用巴伦结构基波混频器<sup>[11-13]</sup>,杨大宝等<sup>[11]</sup>利用单面鳍线制成射频巴伦,射频和本振频率90~110 GHz,固定中频频率50 MHz,变频损耗小于9 dB;赵宇等<sup>[12]</sup>射频和本振频率82~100 GHz,中频频率0.1~18 GHz,变频损耗小于9 dB,本振和射频隔离度大于20 dB;林震等<sup>[13]</sup>射频和本振频率75~110 GHz,变频损耗小于12 dB,射频和本振隔离大于20 dB。但上述混频器对本振信号频率和功率要求很高,导致本振电路的成本随之增大。为了降低本振信号成

本,利用本振与中频双工器制成的谐波混频器成为研究重点。固定本振扫中频谐波混频器<sup>[14]</sup>,李凯<sup>[14]</sup>射频频率 327~343 GHz,本振频率 83.84 GHz,中频频率 0.01~11 GHz,变频损耗小于 15 dB。固定中频扫本振谐波混频器<sup>[15-16]</sup>,丁德志等<sup>[15]</sup>射频频率 75~110 GHz,本振频率 9.31~13.96 GHz,中频频率 500 MHz,变频损耗小于 28 dB;Yang 等<sup>[16]</sup>射频频率 340~490 GHz,本振频率 85~122.5 GHz,中频频率 1 GHz,变频损耗小于 20 dB。既可扫中频也可扫本振宽带混频器<sup>[17-18]</sup>,Xu 等<sup>[17]</sup>射频频率 80~110 GHz,本振频率 40~55 GHz,中频频率 DC~18 GHz,变频损耗小于 20 dB;代秀等<sup>[18]</sup>射频频率 140~220 GHz,本振频率 70~110 GHz,中频带宽 DC~20 GHz,变频损耗小于 15 dB。但若本振和中频频率非常相近,将无法采用本振与中频双工器的混频结构。

由上述文献可见,设计本振和中频接近、成本低、隔离度高和变频损耗小的混频器仍具有一定挑战性<sup>[19-21]</sup>。本文采用射频和中频双工器的新型谐波混频芯片,研制了一款射频频率 30~110 GHz 4 次谐波混频器,本振扫频范围 7.5~27.5 GHz,中频扫频范围 0.1~7 GHz,变频损耗小于 30 dB。解决了常规混频器本振频率与中频频率不能很近的问题,且本振和中频隔离度较高、变频损耗较低,为超宽带混频芯片设计提供了可能。

## 1 谐波混频电路设计

### 1.1 谐波混频设计方案

根据宽频带微波毫米波测试仪器的需要,设计了一款既可以扫本振又可以扫中频的 30~110 GHz 4 次谐波混频器,本振信号频率为 7.5~27.5 GHz,中频输出信号频率为 0.1~7 GHz,变频损耗小于 30 dB,根据实际需要,可固定中频扫本振,也可以固定本振扫中频,实现 4 次谐波混频。本振频率与中频频率非常接近,本振与中频双工器实现难度大。本文采用射频与中频双工器代替了传统的本振与中频双工器,不是在本振支路引出中频信号,而是在射频支路上引出中频信号,工作原理框图如图 1 所示。

谐波混频器芯片主要由本振匹配电路、反向并联肖特基混频二极管对、射频和中频双工器组成,如图 2 所示。本振匹配电路采用多节变换电路实现从非平衡到平衡变换,对两个混频二极管提供两路等幅同相本振信号。为了抑制本振信号,射频通路设置了高通滤波器,并可阻止中频信号流向射频端口。中频低通滤波器可抑制本振和射频信号,并输出中频信号。

### 1.2 本振匹配电路设计仿真

本振匹配电路是一个三端口的无源电路,本振信号

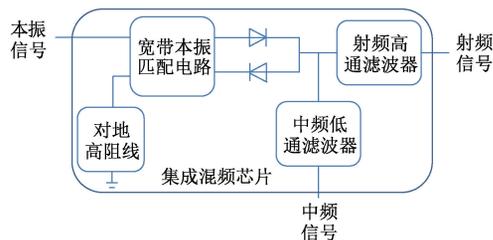


图1 谐波混频芯片原理框图

Fig. 1 Mixer chip diagram in this paper

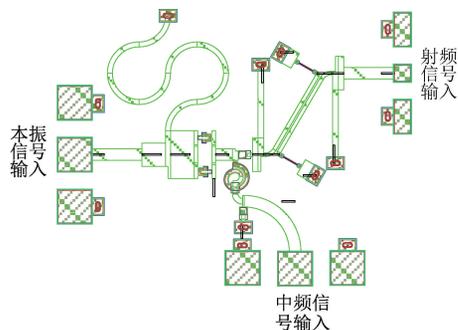


图2 本文混频芯片整体版图

Fig. 2 Mixer chip layout in this paper

从端口 1 进入,通过匹配电路后,从端口 2 和端口 3 进入反向二极管对,如图 3 所示。按照谐波混频器原理<sup>[4-11]</sup>,需要端口 2 和端口 3 输出等幅度和等相位的本振信号,高阻线给混频二极管提供直流通路。

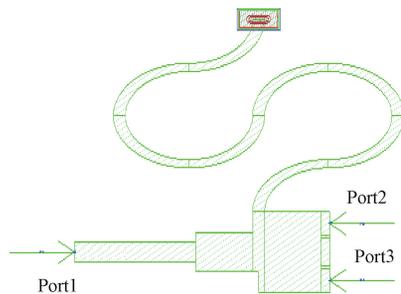


图3 本振匹配电路

Fig. 3 LO marching circuit

本振匹配电路仿真结果如图 4 所示。图 4(a)为本振匹配电路传输损耗和反射损耗的幅度设计仿真结果,可以看出端口 1 到端口 2 和端口 3 的传输损耗和反射损耗完全一致( $S_{21}$  与  $S_{31}$  高度重合),在 7.5~30 GHz 本振频率范围内,传输损耗小于 5 dB ( $S_{21} > -5$  dB 和  $S_{31} > -5$  dB)。图 4(b)为本振匹配电路传输相位设计仿真结果,端口 1 到端口 2 和端口 3 传输相位高度重合,在 7.5~30 GHz 本振频率范围内,传输相位在  $+30^\circ$  到  $-40^\circ$  之间。

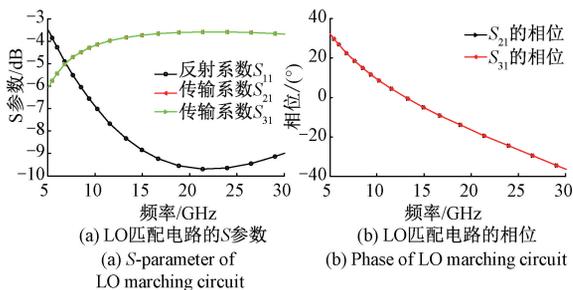


图 4 本振电路仿真结果

Fig. 4 Simulation results of LO circuit

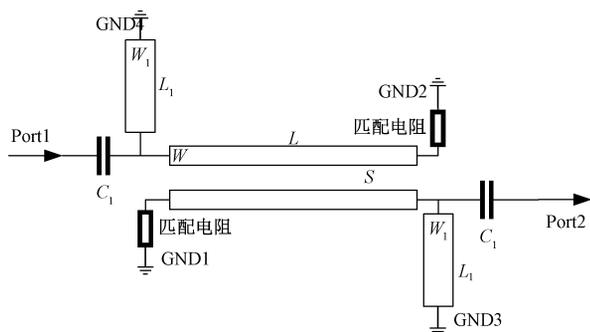


图 6 射频滤波器

Fig. 6 RF filter circuit

1.3 射频与中频双工电路设计仿真

射频与中频双工器由射频高通滤波器和中频低通滤波器构成,结构如图 5 所示。端口 1 为射频输出端口和中频输入端口,端口 2 为射频输入端口,端口 3 为中频输出端口。中频低通滤波器主要由电感和对地电容组成,属于 LC 型低通滤波器。

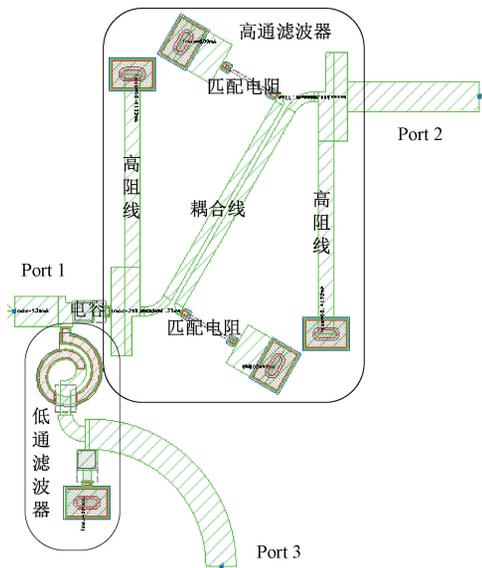


图 5 射频与中频双工电路

Fig. 5 RF and IF duplicate circuit

对于射频与中频双工电路,难点是射频高通滤波器设计,射频高通滤波器带宽决定了混频器带宽。考虑到混频芯片尺寸要求,高通滤波器需要集成化。采用基于耦合线和对地高阻线组合的射频高通滤波形式,等效原理框图如图 6 所示。

耦合线是射频高通滤波器的主要部分,其宽度  $W$ 、长度  $L$  和间隙  $S$  决定了耦合线的传输特性。为了考察耦合线的传输性能,改变宽度  $W$ 、长度  $L$  和间隙  $S$  得到了如图 7 所示的耦合线设计仿真曲线。图 7(a) 和(b) 是耦合线宽度  $W=10 \mu\text{m}$ 、耦合线间隙  $S=5 \mu\text{m}$  时不同耦合线长度的设计仿真结果,其中,图 7(a) 是不同长度  $L$  的耦合线

反射系数的计算结果,从图中可以看出反射系数最低点与耦合线  $L$  长度直接相关,耦合线长度  $L$  决定了反射系数最低的频率点,其关系如表 1 所示;图 7(b) 是不同长度  $L$  的耦合线传输系数的计算结果,具有较好的高通特性。图 7(c) 和(d) 是耦合线长度  $L=250 \mu\text{m}$ 、耦合线间隙  $S=5 \mu\text{m}$  时不同耦合线宽  $W$  的设计仿真结构,其中,图 7(c) 是不同宽度  $W$  的耦合线反射系数的计算结果,从图中可以看出线宽  $W$  与反射系数成正比;图 7(d) 是不同宽度  $W$  的耦合线传输系数的计算结果,宽度  $W$  对高通传输特性影响不大。图 7(e) 和(f) 是耦合线长度  $L=250 \mu\text{m}$ 、耦合线宽度  $W=10 \mu\text{m}$  时不同耦合间距  $S$  的设计仿真结构,其中,图 7(e) 是不同间距  $S$  的耦合线反射系数的计算结果,从图中可以看出间距  $S$  与反射系数成正比;图 7(f) 是不同间距  $S$  的耦合线传输系数计算结果,间距  $S$  对高通传输特性影响不大。从图 7 可以看出耦合线长度  $L$ 、宽度  $W$  和间距  $S$  对反射系数和传输系数影响规律。通过耦合线设计仿真,确定耦合线最佳尺寸,长度  $L=250 \mu\text{m}$ ,宽度  $W=10 \mu\text{m}$ ,间隙  $S=5 \mu\text{m}$ 。

表 1 耦合线仿真数据

Table 1 Coupling line simulation data

长度/ $\mu\text{m}$	$(S_{11})_{\min}$ 的频率点/GHz	电长度	$S_{11}/\text{dB}$
250	116.7	100.5	-15.8
300	97.2	100.5	-15.5
350	83.2	100.4	-15.4
400	72.8	100.5	-15.3
450	64.7	100.5	-15.2

在耦合线两端加入对地高阻线,可以改善耦合线的回波损耗和插入损耗。综合考虑高阻线对耦合线的影响,考察了不同长度  $L_1$  和不同宽度  $W_1$  的对地高阻线对射频高通滤波器的性能特性影响。图 8 给出了耦合线长度  $L=250 \mu\text{m}$ 、宽度  $W=10 \mu\text{m}$ 、间隙  $S=5 \mu\text{m}$  的射频高通滤波器的设计仿真结果。图 8(a) 和(b) 是线宽度  $W_1=20 \mu\text{m}$ 、不同长度  $L_1$  的对地高阻线的射频高通滤波器仿

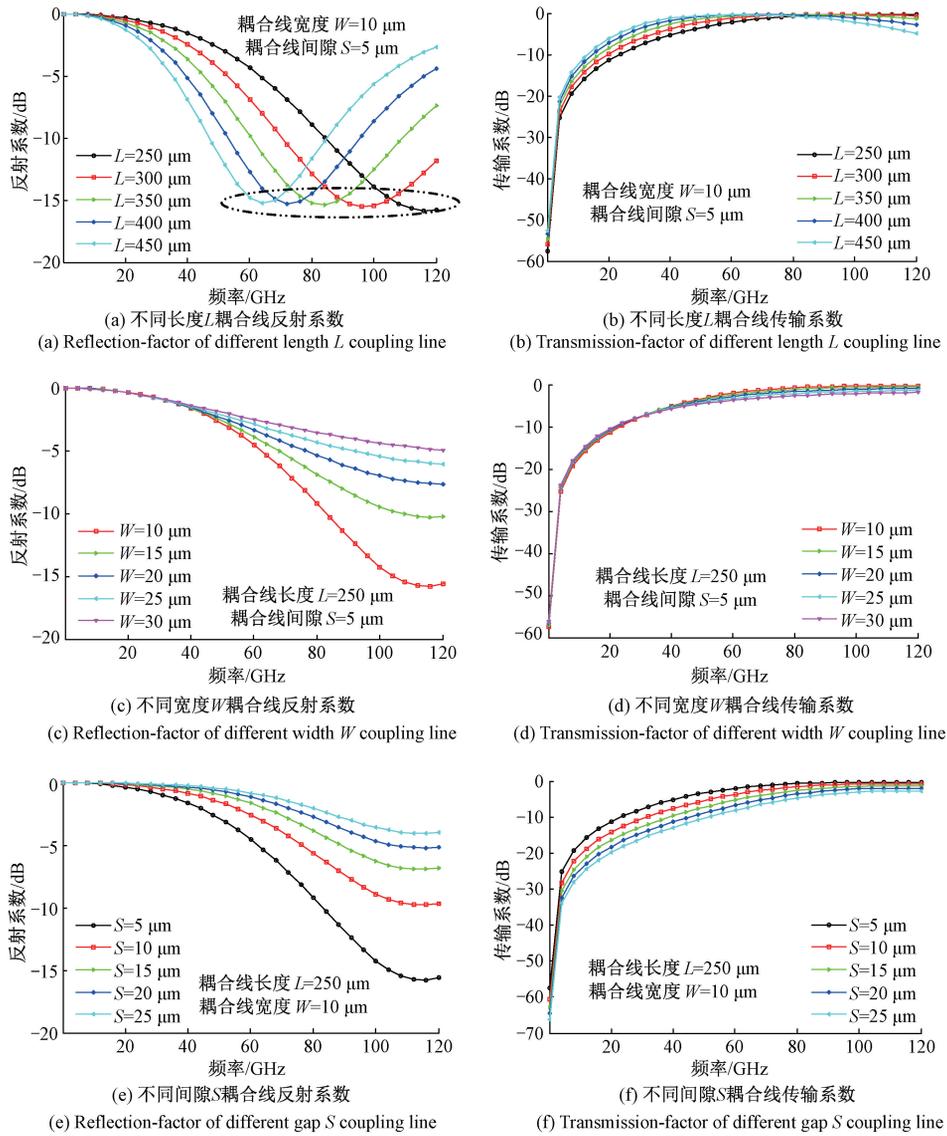


图7 耦合线仿真结构

Fig. 7 Coupling line simulation

真结构,随着长度  $L_1$  增大,反射系数减小和传输系数增大,长度  $L_1$  为  $200 \mu\text{m}$  时高通滤波器通带内的插入损耗较小。图 8(c)和(d)是长度  $L_1$  为  $250 \mu\text{m}$ 、不同宽度  $W_1$  的对地高阻线的射频高通滤波器仿真结果,线宽度  $W_1$  的变化对高通滤波器的反射系数和传输系数影响不大。

综合考虑耦合线和对地高阻线的影响,依据射频高通滤波器设计仿真结果,确定了相关尺寸,耦合线长度  $L=250 \mu\text{m}$ 、耦合线宽度  $W=10 \mu\text{m}$ 、耦合线间隙  $S=5 \mu\text{m}$ 、对地高阻线宽度  $W_1=20 \mu\text{m}$ 、长度  $L_1=250 \mu\text{m}$ 。按照上述确定的高通滤波器尺寸,对图 5 所示的射频和中频双工器进行了设计仿真,设计仿真结果如图 9 所示。射频通道传输损耗,在  $30 \sim 45 \text{ GHz}$  频率范围内,从 2 端口到 1 端口传输系数  $S_{12} > -7 \text{ dB}$ ,在  $45 \sim 110 \text{ GHz}$  频率范

围内传输系数  $S_{12} > -1.5 \text{ dB}$ ,回波损耗  $S_{22} < -10 \text{ dB}$ 。射频到中频隔离度(端口 2 到端口 3),在  $30 \sim 110 \text{ GHz}$  频率范围内传输系数  $S_{32} < -20 \text{ dB}$ 。从图 9 可以看出,射频和中频双工器的端口 1 和端口 2 之间具有高通特性,端口 1 和端口 3 之间具有低通特性。

#### 1.4 整体电路仿真

利用 ADS 设计软件的谐波分析法对混频电路进行了谐波分析。射频信号频率范围为  $30 \sim 120 \text{ GHz}$ ,射频功率为  $-20 \text{ dBm}$ ,本振信号频率范围为  $7.25 \sim 29.75 \text{ GHz}$ ,本振功率为  $+16 \text{ dBm}$ ,固定中频频率  $1 \text{ GHz}$ 。应用 ADS 谐波分析法获得了 4 次谐波混频芯片变频损耗随射频信号频率变化曲线,如图 10 所示。从图中可以看出,在射频频率  $30 \sim 110 \text{ GHz}$  范围内,变频损耗小于  $20 \text{ dB}$ 。在射

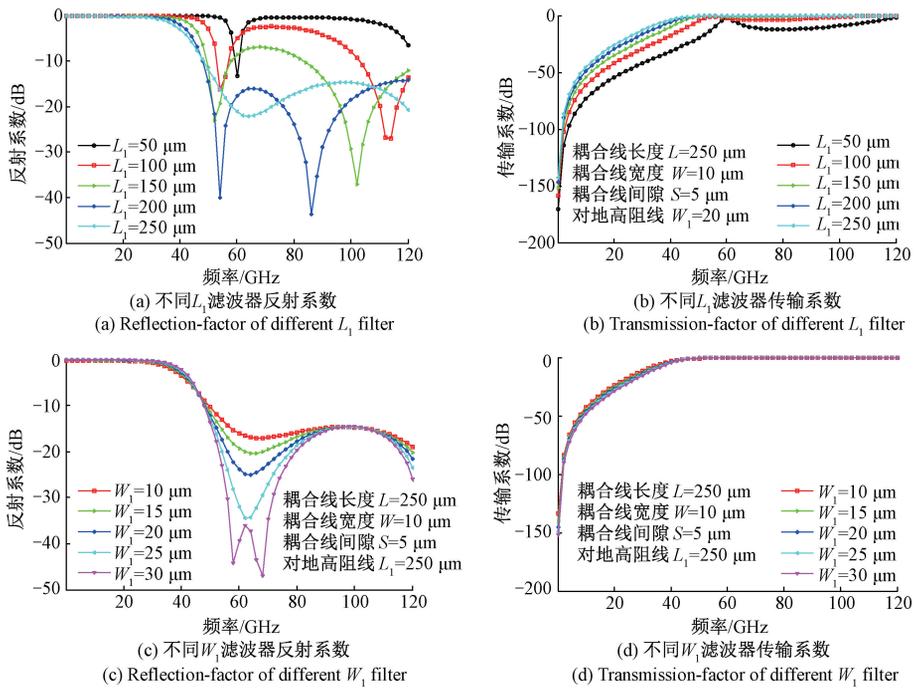


图 8 射频滤波器仿真

Fig. 8 RF filter simulation

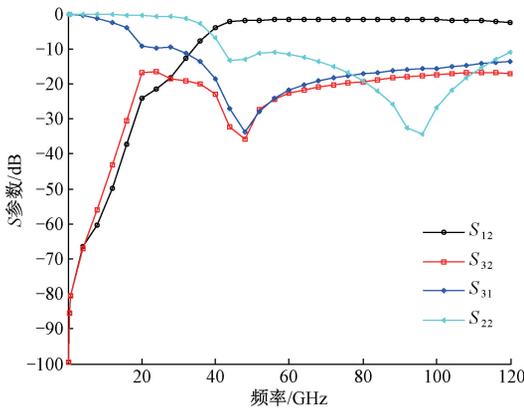


图 9 双工电路版图仿真

Fig. 9 Duplex circuit layout simulation

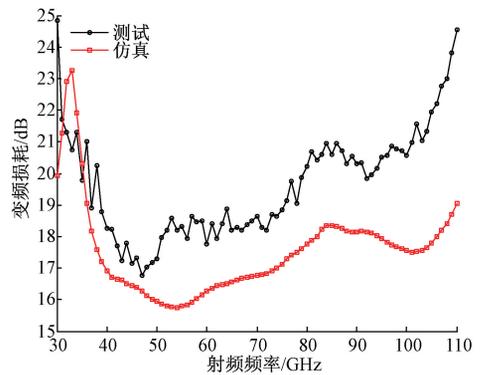


图 10  $P_{LO} = 20 \text{ dBm}$ ,  $f_{IF} = 1 \text{ GHz}$  的测试结果

Fig. 10 Test result of  $P_{LO} = 20 \text{ dBm}$ ,  $f_{IF} = 1 \text{ GHz}$

频信号频率 36~107 GHz 范围内,变频损耗约为 17 dB,而且变频损耗曲线比较平缓,变频损耗平坦度小于  $\pm 1.5 \text{ dB}$ 。

## 2 测试结果

本文设计制作了 4 次谐波混频芯片,配置 1 mm 同轴连接器到微带转换器,制成 4 次谐波混频器,并对四次谐波混频器性能指标进行了测试。搭建了谐波混频器测试系统,连接框图如图 11 所示,射频信号源使用电科思仪 1466 L 信号发生器,本振信号源使用电科思仪 1465 L 信

号发生器,并用电科思仪 4051 L 频谱分析仪接收中频信号。为了保证本振信号发生器有足够的功率推动谐波混频器,在本振源与谐波混频器之间加入了功率放大器。考虑到同轴电缆等连接损耗,本振信号功率设置为 +20 dBm,中频频率为 1 GHz,测试结果如图 10 所示,变频损耗测试结果与设计仿真结果变化趋势基本一致,在 30~110 GHz 范围内,变频损耗小于 25 dB。在 40~80 GHz 范围内变频损耗小于 20 dB。在 100~110 GHz 范围内,由于未能提供足够的本振功率,导致测试的变频损耗较差,与仿真曲线相差较大。

为了考察谐波混频器对本振功率的敏感性,测试了

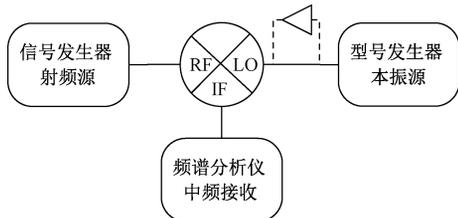


图 11 混频芯片测试图

Fig. 11 Mixing chip test diagram

固定中频 1GHz 时不同本振功率下的变频损耗,如图 12 所示。从测试曲线可以看出,本振功率引起的变频损耗差异随着频率变高而减小,在射频频率 40~110 GHz 范围内,本振功率为 18~20 dBm 时,在 40~95 GHz 频率范围内变频损耗相差不大,随着频率升高,本振功率对变频损耗的影响也逐渐增大。

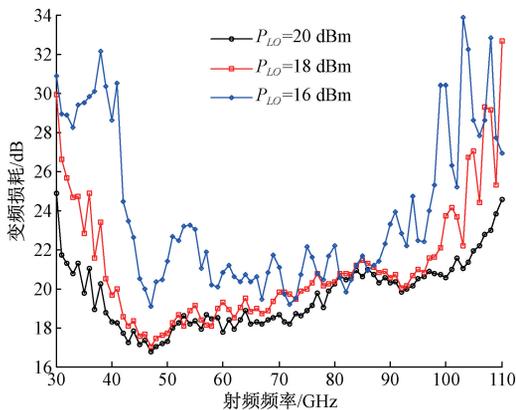


图 12  $f_{IF} = 1$  GHz 下不同本振功率测试

Fig. 12 Different LO power test result of  $f_{IF} = 1$  GHz

为了考察谐波混频器中频特性,测试了驱动功率 18 dBm、不同固定本振频率时扫中频的变频损耗,如图 13 所示,随着中频频率增加,变频损耗不断增加,在 0.1~7 GHz 频率范围内变频损耗相差在 10 dB 以内,反映了中频滤波器不是非常理想。同时测试了本振与中频隔离度,如图 14 所示,在 DC-15 GHz 隔离度大于 30 dB,随着频率升高,隔离度也随之降低;在 DC-2 GHz 频率范围内隔离度大于 50 dB。

### 3 结论

本文采用不同于常用谐波混频器的实现方案,用射频中频双工器代替了本振中频双工器,解决了本振频率与中频频率相近甚至重叠的谐波混频器本振到中频隔离问题。采用了耦合线和高阻线构成的射频滤波器,对射频滤波器进行了设计仿真,优化了射频和中频双工器结构。

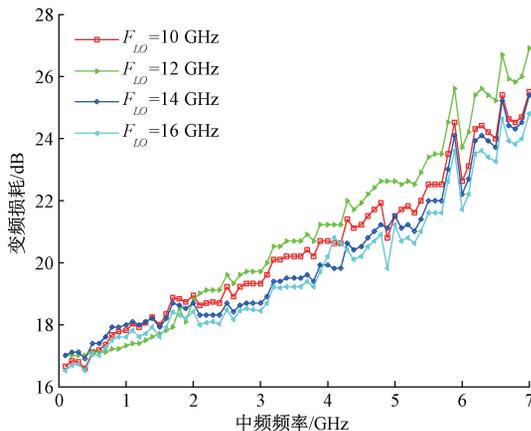


图 13 固定本振功率 18 dBm 的测试结果

Fig. 13 Test results of fixed LO power 18 dBm

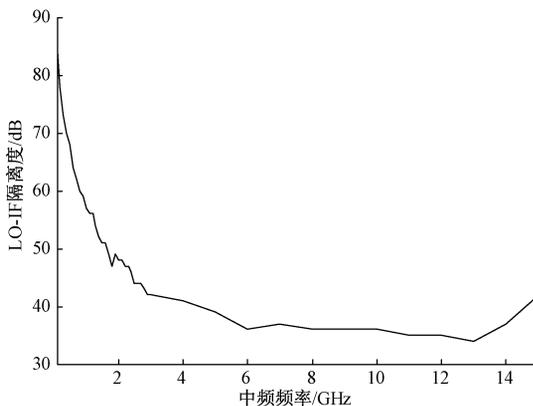


图 14 本振-中频隔离度

Fig. 14 LO-IF Isolation

研制了宽频带四次谐波混频器芯片并进行了实验验证测试,四次谐波混频器本振扫频范围 10~16 GHz、中频扫频范围 DC-7 GHz,在 0.1~15 GHz 频率范围内本振和中频的端口隔离度大于 30 dB,射频频率 30~110 GHz,变频损耗小于 25 dB。

### 参考文献

[ 1 ] 林明维. 基于矢量网络分析仪的混频器测量技术研究及实现[D]. 成都:电子科技大学,2023.  
LIN M M. Research and implementation of mixer measurement technology based on vector network analyzer [D]. Chengdu:University of Electronic Science And Technology of China,2023.

[ 2 ] 蒋伊伊. 毫米波谐波混频器技术研究[D]. 南京:南京信息工程大学,2022.  
JIANG Y Y. Research on millimeter wave harmonic mixer technology [D]. Nanjing: Nanjing University of Information Science and Technology,2022.

[ 3 ] 夏德娇. 基于肖特基二极管的太赫兹四次谐波混频器研究[D]. 成都:电子科技大学,2018.

- XIA D J. Study on THz subharmonic mixer based on the schottky diode [D]. Chengdu: University of Electronic Science And Technology of China, 2018.
- [4] 张亦弛, 何昭, 郭晓涛, 等. 可用于混频器表征的非线性矢量网络分析仪[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(10): 2477-2483.
- ZHANG Y CH, HE ZH, GUO X T, et al. Novel nonlinear vector network analyzer architecture and test bench for mixer characterization[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(10): 2477-2483.
- [5] 安宇宁, 刘祖深, 江丹. 基于粒子滤波算法毫米波误差综合估计[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(4): 330-337.
- AN Y N, LIU Z SH, JIANG D. Integrated estimation of millimeter wave errors based on particle filtering algorithms[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(4): 330-337.
- [6] 王亚海, 刘伟, 常庆功. 170~325 GHz 频段天线测试系统方案设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2013, 27(12): 1195-1199.
- WANG Y H, LIU W, CHANG Q G. The scheme design of 170-325 GHz waveband antenna test system [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2013, 27(12): 1195-1199.
- [7] 冉鹏, 何为, 徐征, 等. 基于数字处理的频差电阻抗成像系统设计[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(2): 448-454.
- RAN P, HE W, XU ZH, et al. Design of frequency difference electrical impedance imaging system based on digital processing [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(2): 448-454.
- [8] 苟元潇, 傅佳辉, 林茂六, 等. 基于矢量测量的射频微波器件非线性参数化行为建模技术评述[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(6): 120-130.
- GOU Y X, FU J H, LIN M L, et al. Review of nonlinear behavioral modeling for RF microwave devices based on vectorial measurement [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(6): 120-130.
- [9] 许会, 李邦宇, 任建. 超宽带步进变频雷达人体呼吸检测方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(2): 286-292.
- XU H, LI B Y, REN J. Research on human respiratory detection method based on UWB stepped frequency radar[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(2): 286-292.
- [10] 杨志兴. 基于合成仪器的频谱分析仪构建方法及实现[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(S1): 59-62.
- YANG ZH X. Design and implementation of spectrum analyzer based on synthetic instrument [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(S1): 59-62.
- [11] 杨大宝, 王俊龙, 张立森, 等. 0.1THz 鳍线单平衡式基波混频电路研究[J]. 红外与激光工程, 2017, 46(4): 129-133.
- YANG D B, WANG J L, ZHANG L S, et al. Development of 0.1 THz finline fundamental single-balanced mixer circuit [J]. Infrared and Laser Engineering, 2017, 46(4): 129-133.
- [12] 赵宇, 刘永强, 魏洪涛. 3 mm 单平衡混频器芯片[J]. 半导体技术, 2015, 40(7): 485-488.
- ZHAO Y, LIU Y Q, WEI H T. 3 mm single-balanced mixer chip [J]. Semiconductor Integrated Circuits, 2015, 40(7): 485-488.
- [13] 林震, 年夫顺, 张胜洲, 等. 小型化三耦合线 Marchand 巴伦的等效模型分析与验证[J]. 电讯技术, 2020, 60(4): 470-476.
- LIN ZH, NIAN F SH, ZHANG SH ZH, et al. Analysis and validation of equivalent model for miniaturized three-coupled-line Marchand Balun [J]. Telecommunication Engineering, 2020, 60(4): 470-476.
- [14] 李凯. 340 GHz 四次谐波混频器的研制[J]. 微波学报, 2015, 31(1): 88-91.
- LI K. Design of a 340 GHz fourth harmonic mixer [J]. Journal of Microwaves, 2015, 31(1): 88-91.
- [15] 丁德志, 徐金平, 陈振华. 基于肖特基二极管改进模型的 W 波段宽带八次谐波混频器[J]. 红外与毫米波学报, 2015, 34(3): 314-320.
- DING D ZH, XU J P, CHEN ZH H. Design of W-band eighth harmonic mixer for broadband operation based on an improved model of Schottky diode model [J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2015, 34(3): 314-320.
- [16] YANG Y L, ZHANG B, JI D F, et al. A wideband terahertz planar Schottky diode fourth-harmonic mixer with low LO power requirement [J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2020, 39(5): 540-546.
- [17] XU ZH B, QIAN CH. A broad-band sub-harmonic mixer for W-band applications [J]. Journal of Southeast University (English Edition), 2013, 29(1): 7-10.
- [18] 代秀, 韦柳泰, 徐从玉, 等. 太赫兹宽带分谐波混频器设计[J]. 微波学报, 2015(1): 89-91.
- DAI X, WEI L T, XU C Y, et al. Design of THz broadband sub-harmonic mixer [J]. Journal of Microwaves, 2015, (1): 89-91.
- [19] 李宇. 基于肖特基二极管的太赫兹次谐波混频器研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2021.
- LI Y. Study on the subharmonic mixer based on thz schottky diode [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2021.

- [20] 王旭. 基于肖特基二极管的太赫兹宽带谐波混频器的设计[D]. 太原:中北大学,2022.

WANG X. Design of terahertz broadband harmonic mixers based on schottky diode [D]. Taiyuan: North University of China, 2022.

- [21] 刘高见. 基于平面肖特基二极管的220 GHz分谐波混频器设计[D]. 西安:中国空间技术研究院西安分院,2017.

LIU G J. Design of 220 GHz Sub-harmonic mixer based on planar Schottky diode [D]. Xi'an: Xi'an Branch, China Academy of Space Technology, 2017.

## 作者简介



**韩星宇**,2020年于中北大学获得学士学位,现为中北大学硕士研究生,主要研究方向为微波毫米波混频器设计。

E-mail: 578463753@qq.com

**Han Xingyu** received her B. Sc. degree from North University of China in 2020. Now

she is a M. Sc. candidate in North University of China. Her main research interest includes microwave millimeter wave mixer design.



**年夫顺**,1983年于西安交通大学获得学士学位,1989年于西安交通大学获得硕士学位,现任中国电子科技集团首席科学家,中北大学电子测试技术国家重点实验室主任,主要研究方向为微波毫米波测量技术及仪器。

E-mail: nfwxmnk825@163.com

**Nian Fushun** received his B. Sc. degree from Xi'an Jiaotong University in 1983 and M. Sc. degree from Xi'an Jiaotong University in 1989. Now he is the chief scientist of China Electronics Technology Group. He is the director of the State Key Laboratory of Electronic Testing Technology at North University of China. His main research interests include microwave and millimeter wave measurement technology and instruments.