

# 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

丁德志, 徐金平\*, 陈振华

(东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏南京 210096)

**摘要:**在对肖特基二极管电磁模型和电路模型精确建模的基础上,设计并制作了 W 波段宽带八次谐波混频器.通过对肖特基二极管物理结构的分析,建立了其精确的三维电磁仿真模型和直到 180 GHz 的改进的宽带等效电路模型.针对 W 波段八次谐波混频器混频产物能量分布特点和工作带宽要求,设计了宽带射频和本振匹配网络,使混频器的工作带宽能覆盖整个 W 波段.测试结果显示,射频信号在 75~110 GHz 频率范围内, W 波段八次谐波混频器最大变频损耗 28 dB,最小变频损耗 18 dB.

**关键词:** W 波段; 宽带; 八次谐波; 肖特基二极管

**中图分类号:** TN773.2 **文献标识码:** A

## Design of W-band eighth harmonic mixer for broadband operation based on an improved model of Schottky diode model

DING De-Zhi, XU Jin-Ping\*, CHEN Zhen-Hua

(State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** Based on the accurate electromagnetic model and an improved equivalent circuit model of Schottky diode, the design and fabrication of a W-band eighth harmonic mixer for broadband operation is presented in this paper. With the analysis of the Schottky diode physical structure, a three-dimensional electromagnetic model and an improved equivalent circuit model up to 180 GHz were established. According to the mixing product energy distribution characteristics and bandwidth requirements, broadband RF and LO matching networks were designed, which extend the mixer operation bandwidth to the entire W-band. The measurement result indicates that the conversion loss of the W-band eighth harmonic mixer is less than 28 dB in the range of 75~110 GHz, and the minimum is 18 dB.

**Key words:** W-band, broadband, eighth harmonic mixer, schottky diode

**PACS:** 07.57.Kp, 84.40.-x

### 引言

短毫米波技术在无线电天文、大气遥感、雷达系统等各方面有广阔的应用前景,使得对该波段测量仪器的需求大量增加.近年来国外在宽带短毫米波固态混频、倍频、检波等方面开展了广泛的研究,研制出很多短毫米波测量系统.国内在测量仪器方面与国外还有较大差距,特别是短毫米波测量仪器,不少还需要从国外进口.而采用频率扩展的方法将低频段测量仪器扩展到短毫米波频段则是一种经济而有效的方法.

宽带谐波混频器是频谱分析仪、噪声系数分析仪、矢量网络分析等测量仪器频率扩展中的关键器件.图1给出 W 波段八次谐波混频器在将 Ka 波段矢量网络分析仪频率扩展到 W 波段测量系统中的应用举例.将混频后的参考中频与测试中频送入 Ka 波段矢量网络分析仪计算比较后,即可得 W 波段待测器件的反射系数.

砷化镓肖特基二极管具有高频特性好、开关响应迅速、噪声电平低、动态范围大、性能稳定等优点,是短毫米波混频、倍频器件中的重要元件.平面肖特基二极管技术克服了晶须接触器件的缺点,在过去

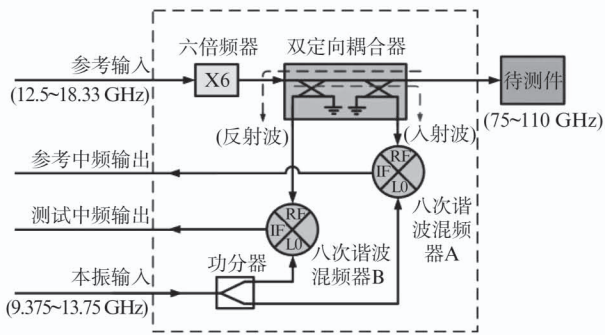


图1 谐波混频器在矢量网络分析仪频率扩展中应用  
Fig. 1 Harmonic mixers application for VNA Frequency Extension to W-band

的二十多年里得到广泛重视. 美国弗吉利亚大学、德国达姆施塔特技术大学、英国卢瑟福阿普尔顿实验室(RAL)、法国联合单片集成半导体公司(UMS)等在制作高质量平面肖特基二极管技术方面得到快速发展,并可用于商业生产.

## 1 肖特基二极管三维电磁模型和等效电路寄生参数值提取

采用 UMS 公司的 DBES105a 二极管芯片作为混频器的非线性器件,它的截止频率高达 3 THz. 通常二极管最大工作频率约为截止频率的十分之一,这样该二极管有效工作频率可达 300 GHz. 传统混频器设计中,仅采用二极管的 SPICE 模型作为二极管的电路模型. UMS 公司的 DBES105a 肖特基二极管的主要 SPICE 参数有反向饱和电流  $I_s = 3.5 \times 10^{-14}$  A,理想因子  $N = 1.2$ ,串联电阻  $R_s = 4.4$  ohm,零偏结电容  $C_{j0} = 9.5$  fF 等. 简单的 SPICE 二极管模型没有考虑二极管封装引入的场效应. 随着频率上升到短毫米波频段,二极管封装引入的高频效应已不可忽略. 因此需要建立带有封装的二极管芯片三维电磁模型.

肖特基二极管芯片剖面结构<sup>[1,2]</sup>如图 2 所示. 二极管衬底采用 GaAs 半导体材料,在 GaAs 衬底上生长高掺杂高导电率的  $N^{++}$  GaAs 缓冲外延层,以降低串联电阻. 缓冲外延层具有一定的厚度,可以减少制作过程中飘移到缓冲外延层的杂质出现在衬底. 在  $N^{++}$  GaAs 缓冲外延层上方,继续生长低掺杂的  $N^-$  GaAs 耗尽外延层以连接到金属阳极,形成二极管的肖特基结.  $N^-$  GaAs 耗尽外延层上方采用  $SiO_2$  绝缘材料与二极管阴极焊盘隔离. 二极管阳极焊盘和阴极焊盘通常采用铂金或钛金制作,以防受到腐蚀并易于压焊装配. 二极管各层具体物理参数如表

1 所示,三维仿真模型和照片<sup>[3]</sup>如图 3 所示.

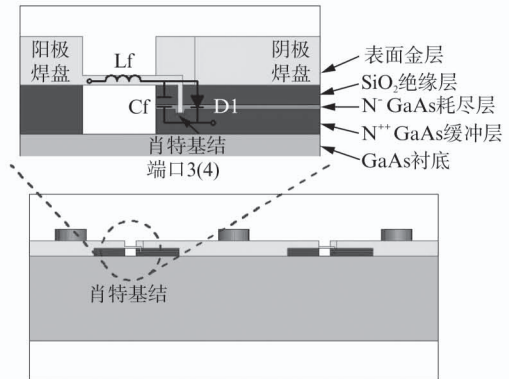


图2 二极管芯片电磁模型剖面图  
Fig. 2 EM model profile of the studied diode

表 1 三维电磁仿真中二极管模型的物理参数设置  
Table 1 Physical parameters of the 3D EM model

名称	电参数	厚度( $\mu\text{m}$ )
表面金属层	理想导体	10
$SiO_2$ 绝缘层	$\epsilon_r = 4.0$	4
$N^-$ GaAs 耗尽层	$\epsilon_r = 12.9$	1
$N^{++}$ GaAs 缓冲层	理想导体	5
GaAs 衬底层	$\epsilon_r = 12.9$	110

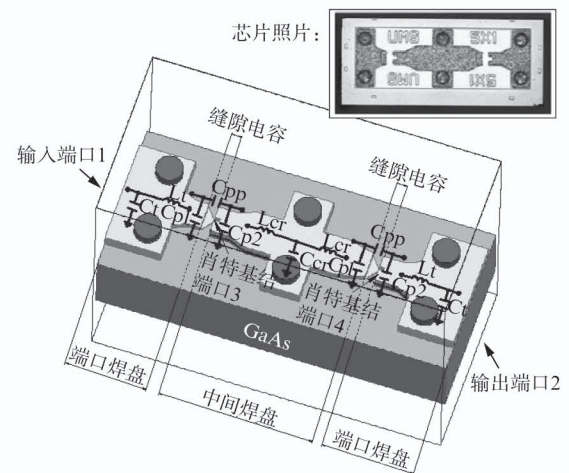


图3 二极管芯片三维电磁模型  
Fig. 3 3D EM model of the diode

电磁仿真软件 HFSS 可以模拟二极管芯片的无源封装部分,将仿真结果以 S 参数文件形式导入电路仿真软件 ADS 中,肖特基结端口 3 和端口 4 连接有源 SPICE 二极管模型,这样可以将二极管有源部分与无源部分相结合,得到基于三维电磁模型的二极管仿真结果.

在二极管三维电磁仿真模型的基础上,我们提出包含寄生参数的肖特基二极管等效电路模型,如图 4 所示. 端口焊盘等效为串联电感  $L_t$  和并联电容

$C_t$ . 中间焊盘等效为两个串联电感  $L_{cr}$  和一个并联电容  $C_{cr}$ . 缝隙电容等效为一个串联电容  $C_{pp}$  和两个并联电容  $C_{p1}$  和  $C_{p2}$ .

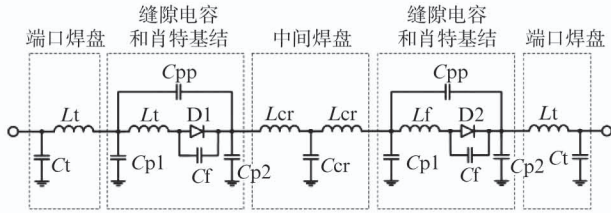


图4 肖特基二极管等效电路模型  
Fig. 4 Equivalent circuit model of the Schottky diode

如果直接由芯片整体三维模型提取等效电路的寄生参数值,需要同时拟合出  $C_t$ 、 $L_t$ 、 $C_{pp}$  等 9 个寄生参数变量值,具有较大的盲目性. 因此,我们根据肖特基二极管物理结构,将二极管芯片分为端口焊盘、中间焊盘、缝隙电容几个部分,对各部分建立三维电磁仿真模型<sup>[4]</sup>,然后分别提取各部分的寄生参数值,如图 5 所示. 这样每个部分只有 2~3 个变量,提取的寄生参数值将更加准确. 最后得到的二极管等效电路寄生参数值汇总于表 2.

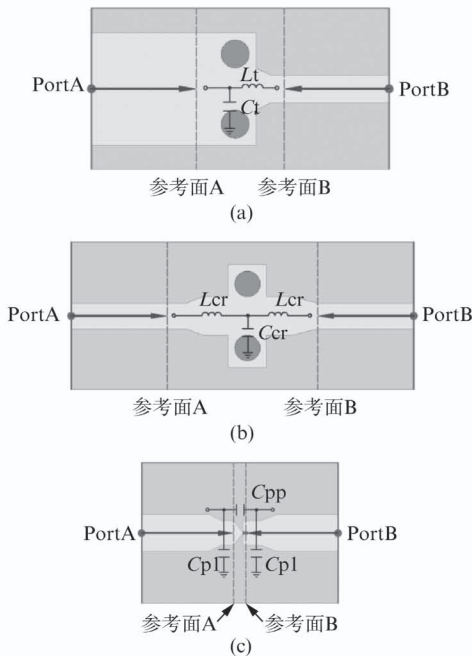


图5 二极管寄生参数提取仿真模型. (a) 端口焊盘模型. (b) 中间焊盘模型. (c) 缝隙电容模型  
Fig. 5 The model for the parasitic parameters extraction. (a) Terminal pad model. (b) Middle pad model. (c) Gap capacitance model

肖特基二极管简单 SPICE 模型、三维电磁模型和等效电路模型的仿真结果以及在片测试结果如图

表 2 肖特基二极管等效电路寄生参数值  
Table 2 The summary of parasitic parameters for the Schottky diode equivalent circuit

$C_t$	$L_t$	$C_{pp}$	$C_{p1}$	$C_{p2}$
0.32 fF	3.3 pH	8.7 fF	0.22 fF	0.18 fF
$C_{cr}$	$L_{cr}$	$C_f$	$L_f$	
0.24 fF	9.6 pH	7.8 fF	12.5 pH	

6 所示. 其中  $S_{21}$  幅度在片测试结果由 UMS 公司芯片手册提供,  $S_{11}$  幅度和  $S_{11}$  相位在片测试结果由文献 [5] 提供.

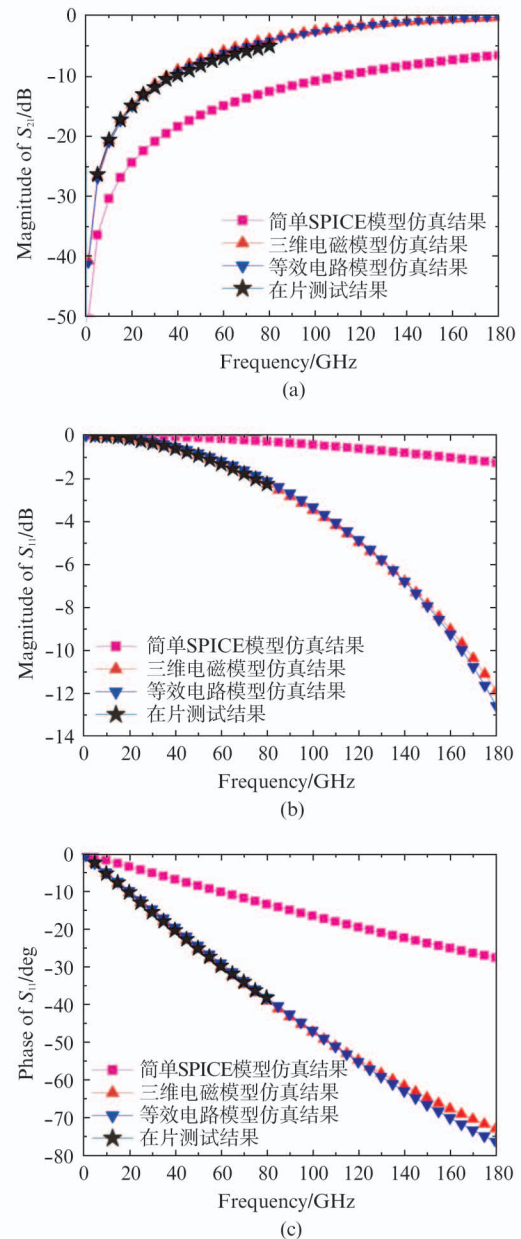


图6 二极管芯片 S 参数仿真与测试结果. (a)  $S_{21}$  幅度. (b)  $S_{11}$  幅度. (c)  $S_{11}$  相位  
Fig. 6 Simulation and measured result of S parameters for the diode chip. (a) Magnitude of  $S_{21}$ . (b) Magnitude of  $S_{11}$ . (c) Phase of  $S_{11}$

可以看出,简单 SPICE 模型仿真结果与在片测试结果有较大偏差. 三维电磁模型和等效电路模型的仿真结果与 0 ~ 80 GHz 的在片测试结果相吻合,而且在 80 ~ 180 GHz 频段,与 0 ~ 80 GHz 的测试曲线变化趋势也一致,验证了三维电磁模型和等效电路模型的有效性,为后续毫米波谐波混频器的准确设计提供了重要依据.

## 2 W 波段八次谐波混频器设计

谐波混频器只需要相对较低的本振(LO)频率例如本文中 LO 频率是射频(RF)频率的 1/8,这在短毫米波是非常有吸引力的应用. 谐波混频器通常采用反向并联二极管对结构. 图 7 给出了一个无匹配电路的谐波混频器电路结构图,它在混频器中频端频谱的仿真结果如图 8 所示. 从仿真结果可以看出,中频端频谱中,只有 LO 各奇次谐波分量,没有 LO 的各偶次谐波分量;RF 只与 LO 偶次谐波混频,没有与 LO 奇次谐波混频;混频产物中,能量最高的就是 LO 基波和 LO 的各奇次谐波分量. 谐波次数越低,能量越高. 因此,为了提高谐波混频器中 LO 信号的利用率,降低谐波混频器变频损耗,最需要回收利用的就是 LO 基波和 LO 的各奇次谐波分量.

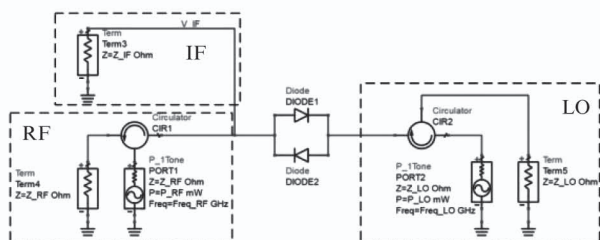


图 7 无匹配八次谐波混频器电路仿真模型  
Fig. 7 The eight harmonic mixer circuit without matching network

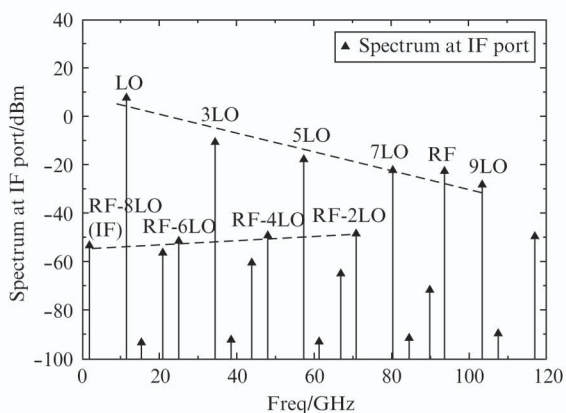


图 8 中频端频谱仿真结果  
Fig. 8 Simulation result of the spectrum at IF port

为了降低混频器变频损耗,需要在二极管对两端分别设计 RF 端匹配网络和 LO 端匹配网络. RF 端匹配网络要求低损耗的通过 RF 信号,抑制 LO 信号和 LO 奇次谐波(主要抑制 LO 的低次谐波). LO 端匹配网络则要求低损耗的通过 LO 信号,抑制 RF 信号和 LO 奇次谐波(主要抑制 LO 的低次谐波).

以 LO 端匹配网络设计为例,图 9 给出了 4 种电路结构. 结构 1 为传统的  $\lambda_{LO}/4$  的短路枝截线,结构 2 为  $\lambda_{RF}/4$  的开路枝截线,结构 3 为单级对称的  $\lambda_{RF}/4$  的短路枝截线,结构 4 为两级对称的  $\lambda_{RF}/4$  的短路枝截线,它们  $S_{21}$  的仿真结果如图 10 所示. 四种匹配电路在  $S_{21} < -20$  dB 的带宽分别约为 3%, 6%, 9%, 30%, 其中结构 4 工作带宽可以覆盖整个 W 波段,混频器 LO 端匹配网络即采用两级对称的  $\lambda_{RF}/4$  的短路枝截线结构. 类似的,RF 端匹配网络采用两级对称的  $\lambda_{RF}/4$  的短路枝截线结构. 选定了电路拓扑结构后,在随后混频器电路整体仿真优化时,再在电路拓扑结构 4 电路参数初值基础上做出一定微调,以实现匹配电路与二极管对之间的最佳匹配.

采用两级对称  $\lambda_{RF}/4$  枝截线宽带匹配网络的 W 波段八次谐波混频器电路结构如图 11 所示. 在二极管对左边是两级  $\lambda_{RF}/4$  短路线,它对 RF 信号开路. 在二极管对右边是两级  $\lambda_{RF}/4$  开路线,它对 RF 信号短路. 这样 RF 信号可以最大程度施加在二极管对上.

由于 LO 频率是 RF 频率的 1/8,二极管对左边的  $\lambda_{RF}/4$  短路线也就是  $\lambda_{LO}/32$  短路线,它对 LO 信号几乎短路. 类似的,二极管对右边的  $\lambda_{RF}/4$  开路线对 LO 信号几乎开路. 这样 LO 信号也可以最大程度施加在二极管对上.

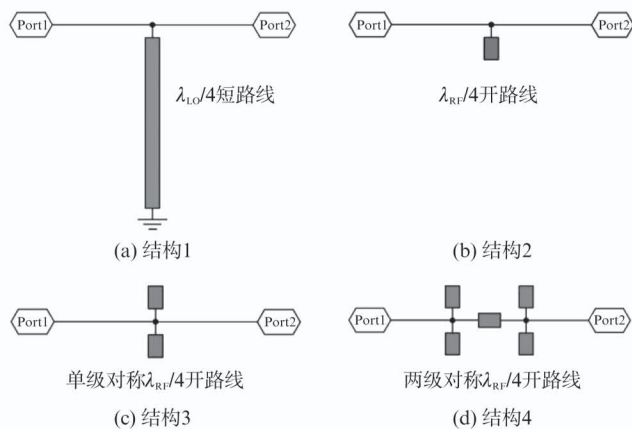


图 9 LO 端匹配电路结构  
Fig. 9 The structure of the LO matching circuit

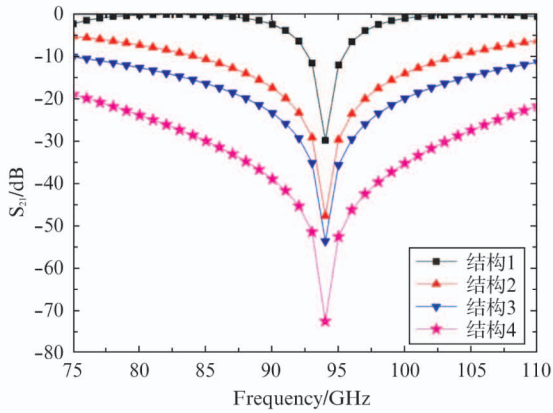


图 10 LO 端匹配电路 S 参数仿真结果  
Fig. 10 S parameter simulation result of the LO matching circuit

对于混频产物中能量最高的本振  $N$  次谐波 ( $N = 3, 5, \dots$ ), 二极管对左边是  $N \times \lambda_{N \times LO} / 32$  短路线, 右边是  $N \times \lambda_{N \times LO} / 32$  开路线. 谐波次数越低, 左边短路效应越明显, 右边开路效应越明显, 作用在二极管对上的能量越多, 回收利用效率越高. 而由图 8 可知, 谐波次数越低, 谐波分量所占能量比重越高, 回收利用价值也越大.

此外, 二极管对左边短路枝截线也为 IF 信号提供了地回路.

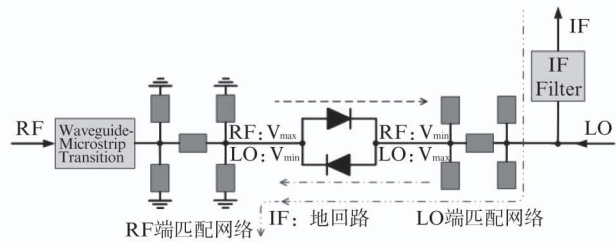


图 11 W 波段八次谐波混频器电路结构图  
Fig. 11 Schematic of the W-band eighth harmonic mixer circuit

W 波段八次谐波混频器三维电磁仿真模型如图 12 所示. 肖特基二极管采用第 1 节中所建立的三维等效电路模型. RF 信号由 WR10 标准波导输入, 经过波导至微带宽带鳍线过渡和两级宽带匹配电路后, 施加在二极管对上. LO 信号由二极管对右边微带线引入, 在二极管对左边接地形成回路. IF 信号采用 0.1 mm 宽度的高阻抗线从 LO 一端引出<sup>[6]</sup>. 匹配电路中射频短路线采用终端连接大片金属化接地通孔方式实现, 有效解决了毫米波短路线射频接地不良的问题. W 波段鳍线过渡仿真结果如图 13 所示. 可以看出它在整个 75 ~ 110 GHz 频段内回波损

耗大于 20 dB, 使 RF 信号可以良好的由波导传输转化至微带线传输.

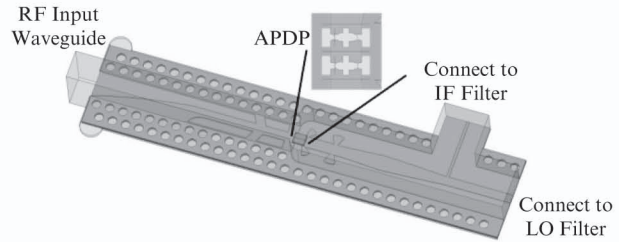


图 12 W 波段八次谐波混频器三维电磁仿真模型  
Fig. 12 3D EM model of the W-band eighth harmonic mixer

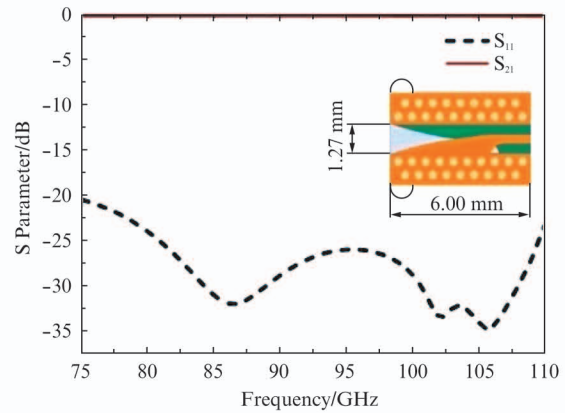


图 13 波导至微带鳍线过渡 S 参数仿真结果  
Fig. 13 S parameter simulation result of the Waveguide-Finline-Microstrip transition

LO 信号至 IF 端隔离在混频器内采用 IF 低通滤波器实现, 它对 LO 信号 (9.375 ~ 13.75 GHz) 有 40 dB 的抑制. 在 RF 端, 由于 RF 信号和 LO 的八次谐波最接近, 最需要抑制的就是 LO 的八次谐波. 而混频器反向并联二极管对结构使 LO 的偶次谐波在二极管对内部相互抵消, 理想情况下, 在 RF 端没有 LO 的偶次谐波. 另外 RF 端 WR-10 波导截止频率 59 GHz, 对于 LO 信号和 LO 信号的 2、3、4 次谐波也具有很好的抑制.

谐波混频器设计采用 HFSS 无源仿真和 ADS 有源仿真相结合的方法<sup>[11]</sup>. 首先在 HFSS 里建立所有无源电路, 如波导-微带转化、二极管无源寄生参数部分、二极管宽带匹配电路、中频低通滤波器的三维电路仿真模型, 仿真结果以 S 参数文件的形式导入 ADS 中. 然后在 ADS 加入二极管有源电路模型, 采用谐波平衡法对谐波混频器非线性特性进行仿真. 根据 ADS 谐波平衡仿真结果, 在 HFSS 里调整无源电路尺寸, 再代入 ADS 里. 如此循环, 直到 ADS 仿真结果满足设计指标要求.

### 3 测试结果

混频器测试系统框图如图 14 所示. 信号源 Agilent E8257D 和自制 W 波段三倍频器配合, 产生 W 波段(75 ~ 110 GHz)的信号. 为了可以实时测量 RF 信号功率, 三倍频器输出端连接 W 波段 10 dB 定向耦合器, 定向耦合器耦合端连接待测混频器 RF 端口, 直通端连接 W 波段功率探头 W8486A 和功率计 Agilent N1911A 实时监测 RF 信号功率电平. 另一台信号源 Agilent E8257D 为待测混频器提供 LO 信号(9.31 ~ 13.69 GHz). 混频器产生的 IF 信号送入频谱分析仪 Agilent E4407B 中, 得到 IF 信号的频率和功率电平值.

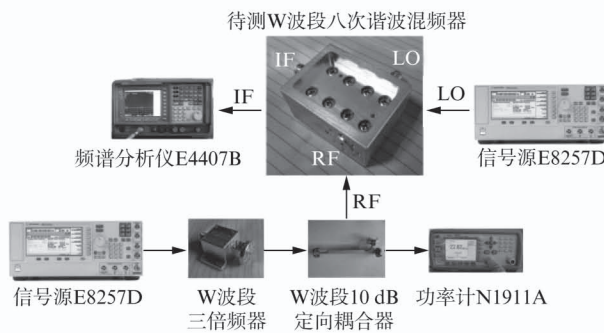


图 14 W 波段八次谐波混频器测试系统框图  
Fig. 14 Schematic of the W-band eighth harmonic mixer test system

W 波段八次谐波混频器变频损耗测试与仿真结果如图 15 所示. LO 功率电平固定在 20 dBm, IF 频率固定在 500 MHz, RF 信号在整个 W 波段 75 ~ 110 GHz 频率范围内, 测试得到混频器最大变频损耗 28 dB, 最小变频损耗 18 dB. 混频器变频损耗测试

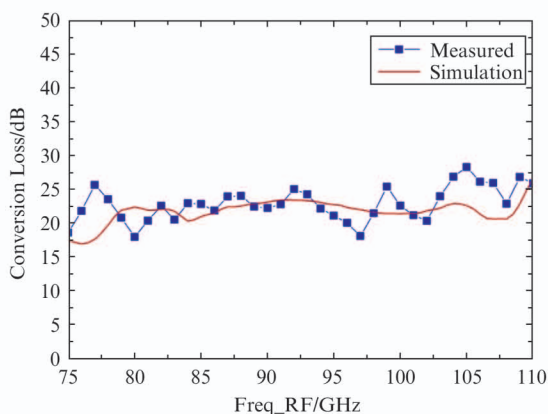


图 15 变频损耗测试与仿真结果  
Fig. 15 The result of the measured and simulated conversion loss

结果与仿真结果典型值都在 23 dB 左右, 说明采用 HFSS 无源仿真和 ADS 谐波平衡仿真相结合的方法能较为准确的模拟了 W 波段谐波混频器的电路损耗和谐波混频损耗.

图 16 给出了 RF 频率分别为 75 GHz、80 GHz、90 GHz、100 GHz、110 GHz 时, 混频器变频损耗随 LO 功率电平变化的测试曲线. 随着 LO 功率电平的增加, 混频器中二极管肖特基结逐渐导通, 混频器变频损耗逐渐降低. 当 LO 功率电平达到 17 ~ 19 dBm 时, 混频器变频损耗最低. 再增大 LO 功率, 变频损耗变化不大甚至略有增加.

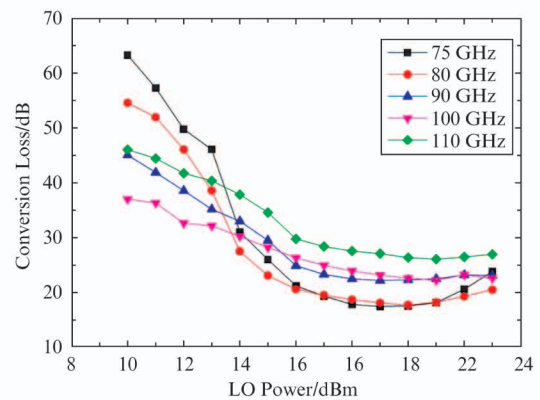


图 16 变频损耗随 LO 功率变化测试结果  
Fig. 16 The result of the measured conversion loss variation with the LO power level

图 17 给出了 RF 频率分别为 75 GHz、80 GHz、90 GHz、100 GHz、110 GHz 时, IF 输出功率电平随 RF 输入功率电平变化的测试曲线. 为了使混频器 RF 端口获得尽可能高的功率以测量功率压缩特性, 测量时将 W 波段定向耦合器直通端连接待测混频器 RF 端口, 定向耦合器耦合端连接功率计实时监测 RF 功率. 可以看出混频器射频 1 dB 压缩点均大于 3 dBm.

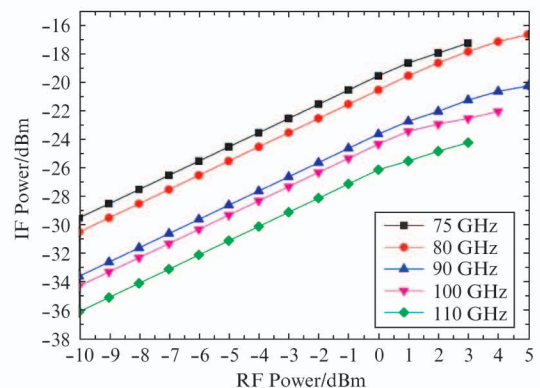


图 17 IF 功率随 RF 功率变化测试结果  
Fig. 17 The result of measured IF power level variation with the RF power level

表 3 列出 W 波段谐波混频器的文献报道、国外商用产品与本文的性能比较. 可以看出, 通过二极管精确建模和宽带匹配网络设计, W 波段宽带谐波混频器变频损耗典型值由 35 dB 改善到本文的 23 dB.

表 3 W 波段谐波混频器性能比较

Table 3 Comparison with the reported W-band harmonic mixers

文献/公司	型号	频率(GHz)	谐波次数	变频损耗(dB)
[7]	—	88 ~ 94	4	18 ± 2
[8]	—	93 ~ 96	8	37 ± 5
[9]	—	90 ~ 100	8	38 ± 5
[10]	—	80 ~ 105	8	36 ± 6
Farran	WHMB-10	75 ~ 110	8	38(Max)
Millitech	MHP-10	75 ~ 110	8	35(Typ)
HXI	HHM10	75 ~ 110	8	35(Typ)
本文	—	75 ~ 110	8	23 ± 5

## 4 结论

本文设计制作了基于 UMS 公司 DBES105a 肖特基二极管的 W 波段全波段八次谐波混频器. 首先对二极管半导体物理结构进行分析, 建立二极管三维电磁仿真模型和等效电路模型. 其次, 设计了射频端和本振端宽带匹配网络, 使混频器的工作带宽覆盖了整个 W 波段. 测试结果显示, W 波段八次谐波混频器在整个 75 ~ 110 GHz 频段内, 变频损耗最大值 28 dB, 最小值 18 dB, 典型值由商用产品的 35 dB 改善到本文的 23 dB, 在短毫米波测量系统中具有较高的应用价值.

## References

- [1] Chen Z, Xu J. Design of a W-band Frequency Tripler for Broadband Operation Based on a Modified Equivalent Circuit Model of GaAs Schottky Varistor Diode [J]. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2013, **34**(1): 28 - 41.
- [2] YAO Chang-Fei, ZHOU Ming, LUO Yun-Sheng, *et al.* 150 GHz and 180 GHz fixed-tuned frequency multiplying sources with planar Schottky diodes [J]. *J. Infrared Millim. Waves*, (姚常飞, 周明, 罗运生, 等. 基于肖特基平面二极管的 150 GHz 和 180 GHz 固定调节式倍频源. *红外与毫米波学报*) 2013, **32**(2): 102 - 107.
- [3] Palacios I, Ederra I, Teniente J, *et al.* Techniques for accurately manufacture a sub-mm wavelength mixer to detect sub-mm wave radiation [C]. *Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on. IEEE, 2010: 1 - 3.
- [4] MOU Jin-Chao, LV Xin, YU Wei-Hua. Millimeter-wave balanced mixer based on a novel wide-band Schottky diode model [J]. *J. Infrared Millim. Waves*, (牟进超, 吕昕, 于伟华. 基于新颖宽带肖特基二极管模型的毫米波平衡式混频器设计. *红外与毫米波学报*) 2011, **30**(5): 385 - 389.
- [5] Krozer V. Design of a planar Schottky diode based 200 GHz frequency multiplier [C]. *Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics*, 2006. IRMMW-THz 2006. Joint 31st International Conference on. IEEE, 2006: 311 - 311.
- [6] GUO Jian, XU Zheng-Bin, QIAN Cheng, *et al.* Design of a D-band balanced frequency doubler with quartz substrate [J]. *J. Infrared Millim. Waves*, (郭健, 许正彬, 钱澄, 等. 基于石英基片工艺的 D 频段平衡式二倍频器设计. *红外与毫米波学报*) 2012, **31**(6): 491 - 496.
- [7] Xiang B. Research on Fourth Harmonic Mixer at W Band in the Imaging System [J]. *Journal of The Korea Electromagnetic Engineering Society*, 2010, **10**(4): 316 - 321.
- [8] XU Ya-Jun. Research on W-Band Mixer [D]. University of Electronic Science and Technology of China (徐亚军. W 波段混频器研究 [D]. 电子科技大学), 2009.
- [9] Liang M, Tang X, Wu T. Design and analysis of the eighth sub-harmonic mixers at W-band [C]. *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 2007 International Symposium on. IEEE, 2007: 389 - 391.
- [10] Lou Z, Shi S C. A W-band eighth-order Schottky harmonic mixer [C]. *Microwave Conference*, 2009. APMC 2009. Asia Pacific. IEEE, 2009: 610 - 613.
- [11] ZHANG Yong, LIN Yuan-Gen. 185 GHz solid-state circuits frequency doubler [J]. *Journal of Electronic Science and Technology of China* (张勇, 林元根. 185 GHz 固态二倍频器研究, *电子科技大学学报*), 2010, **39**(2): 232 - 235.