

# 基于微带线的 W 波段二次分谐波混频器设计

许正彬<sup>1</sup>, 钱澄<sup>1</sup>, 窦文斌<sup>1</sup>, 苏红艳<sup>2</sup>

(1. 东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏南京 210096;

2. 毫米波遥感技术重点实验室, 北京 100076)

**摘要:**采用微带混合集成电路技术设计了一款 W 波段二次分谐波混频器. 通过分析二极管封装结构引入的寄生参量, 提出了一种减小二极管并联寄生电容的方法. 为了避免在 W 波段使用传统分谐波混频器中普遍使用的过孔接地及侧边平行耦合微带线带通滤波器, 提出了一种改进型分谐波混频器结构. 测试结果表明混频器在本振频率为 45 GHz, 中频频率为 2.4 GHz 时单边带变频损耗最小, 最小值为 8 dB. 射频频率在 90~100 GHz 测试频率范围内, 变频损耗的测量值小于 10.5 dB.

**关键词:**微带线; W 波段; 分谐波混频器; 寄生参量

**中图分类号:** TN773.2 **文献标识码:** A

## Design of a W-band sub-harmonic mixer by employing microstrip technology

XU Zheng-Bin<sup>1</sup>, QIAN Cheng<sup>1</sup>, DOU Wen-Bin<sup>1</sup>, SU Hong-Yan<sup>2</sup>

(1. State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. Millimeter-wave Remote Sensing Technique Laboratory, Beijing 100076, China)

**Abstract:** A W-band sub-harmonic mixer was presented employing microstrip hybrid microwave integrated circuit. The parasitic parameter introduced by package structure of the diode was analyzed. Then a method is proposed to reduce the parasitic capacitance of the diode. In order to avoid grounding with via-hole and usage of edge-coupled band-pass filter in the W-band which are commonly encountered in traditional sub-harmonic mixers, a modified configuration of sub-harmonic mixer was proposed. The measured minimum single side conversion loss is 8 dB at a LO of 45 GHz and an IF of 2.4 GHz. The conversion loss is less than 10.5 dB in the range of 90~100 GHz.

**Key words:** microstrip; W-band; sub-harmonic mixer; parasitic parameter

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

## 引言

分谐波混频器已经广泛用于毫米波系统中. 与基波混频器相比, 分谐波混频器的最大优点是可以利用本振频率的 1/2 或 1/4 (相对基波混频器) 进行混频, 大大降低了对本振源的要求. 这种优点在毫米波频段尤为重要. 除此之外, 采用反向并联二极管对设计的分谐波混频器还有其他优点, 例如容易实现本振端口与射频端口的相互隔离, 可以实现本振偶

次谐波混频, 抑制本振噪声等.

早在上世纪 80 年代就有 W 波段分谐波混频器的报道<sup>[1-2]</sup>. 这些混频器都有较好的变频损耗性能, 甚至可以与同波段的基波混频器相媲美. 但由于这些混频器的嵌入网络基本上都是采用鳍线和微带线共同实现, 因此它们很难与其它平面电路, 例如低噪声放大器、本振倍频器等, 一起集成, 形成小型化收发前端. 随着半导体技术的发展, 在过去十几年内, 国外已有多款 W 波段分谐波混频器单片集成电路

收稿日期: 2012-01-17, 修回日期: 2012-11-14

Received date: 2012-01-17, revised date: 2012-11-14

基金项目: 总装预研项目(51201020101); 总装基金(9140A01020209JW0601)

**Foundation items:** Supported by National Defense Advanced Research Project of China (51201020101); National Defense Foundation of China (9140A01020209JW0601)

**作者简介 (Biography):** 许正彬(1981-), 男, 安徽祁门人, 东南大学信息科学与工程学院讲师, 博士, 主要研究领域为微波、毫米波电路设计. E-mail: zhengbin\_xu@hotmail.com.

(MMIC) 芯片的报道<sup>[3-5]</sup>. 受限于加工工艺等因素, 国内目前还没有 W 波段分谐波混频器 MMIC 的报道. 基于微带线的混合集成电路具有易于加工、重复性好、成本低、易于和其他有源器件集成等优点. 因此, 采用微带混合集成电路技术设计 W 波段分谐波混频器, 对 W 波段系统的小型化设计具有重要意义.

倒装 (flip-chip) 平面肖特基二极管是混频器中常用的非线性器件. 随着工作频率的上升, 二极管的寄生参量的影响越来越严重, 成为影响混频器性能的主要因素之一. 文章采用三维电磁仿真方法分析了二极管安装结构对寄生参量的影响, 并在此基础上提出一种能有效减小二极管并联寄生电容的方法. 为了降低对加工工艺的要求, 文章对传统分谐波混频器结构进行了改进. 测试结果表明所设计的混频器, 最小变频损耗为 8 dB, 在 90 ~ 100 GHz 频率范围内变频损耗小于 10.5 dB.

### 1 二极管寄生参量分析

文章中采用的二极管为 Skyworks 公司生产的 DMK2308 反向并联二极管对. 二极管对的相关参数如表 1 所示, 管对的大小为 26 mil × 13 mil × 5 mil (长 × 宽 × 厚). 因此, 以下的分析均以 DMK2308 作为分析对象, 但分析方法也同样适用于其它种类的二极管.

DMK2308 二极管是一款台式平面肖特基二极管 (Mesa structure planar Schottky diode), 其剖面结构示意图和正面图分别如图 1 (a) 和 1 (b) 所示. 台式平面肖特基二极管的并联寄生电容主要由以下两个部分组成: (1) 焊盘间电容  $C_{pp}$ , 由阴极焊盘和阳极焊盘的边缘场通过高介电常数 GaAs 基片耦合而产生的电容; (2) 部分阳极金手指与 N+ 构成的平行板电容  $C_f$ . 其中,  $C_{pp}$  是构成寄生电容的主要部分, 它与焊盘的面积、两焊盘间隔、基片材料和基片厚度有关. 文献[6]分析了平面肖特基二极管的寄生电容对分谐波混频器性能的影响, 指出二极管的并联寄生电容一方面会增加射频反射功率; 另一方面, 寄生电容还可能会与环状寄生电感 (二极管对内部环状电流通道上的寄生电感) 产生并联谐振从而降低混频性能.

通常倒装二极管都是正面朝下安装在微带线上, 如图 2 (a) 所示. 由于 GaAs 的介电常数较高, 大部分电磁场都会集中在介质基片内部并被耦合到二极管的另一端, 从而形成较大的并联电容. 为了定量

表 1 DMK2308 的参数

Table 1 Parameters of DMK2308

$C_{j0}$ (pF)	$C_{pp}$ (pF)	$I_s$ (A)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$n$	$\phi_{bi}$ (V)	$f_C$ (GHz)
0.05	0.02	0.5E-12	7	1.05	0.82	455

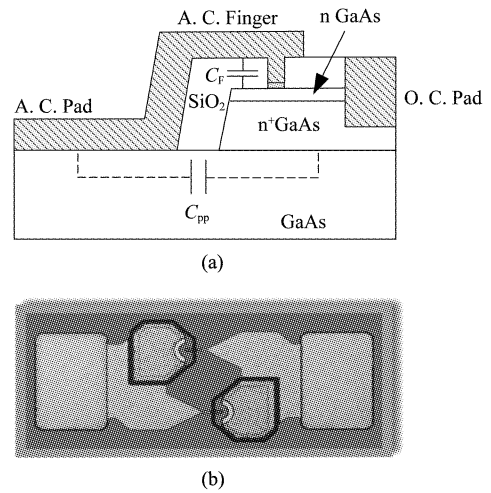


图 1 (a) DMK2308 剖面示意图, (b) DMK2308 正面图  
Fig. 1 (a) Cross sectional view of DMK2308, (b) Top view of DMK2308

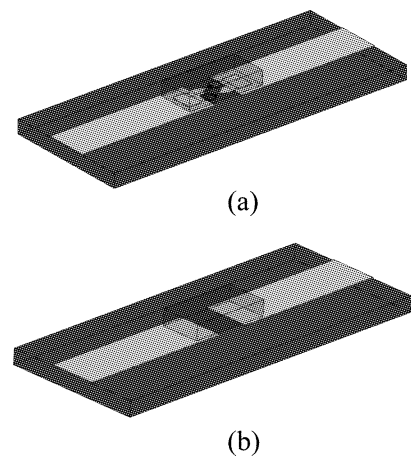


图 2 (a) 传统倒装二极管安装结构, (b) 介质加载微带隙结构  
Fig. 2 (a) Traditional diode mounting structure, (b) Dielectric-loaded microstrip gap

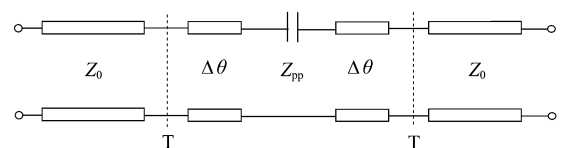


图 3 介质加载微带隙等效电路  
Fig. 3 Equivalent circuit of the dielectric-loaded microstrip gap

分析 GaAs 衬底对寄生电容的影响, 可把图 2 (a) 结

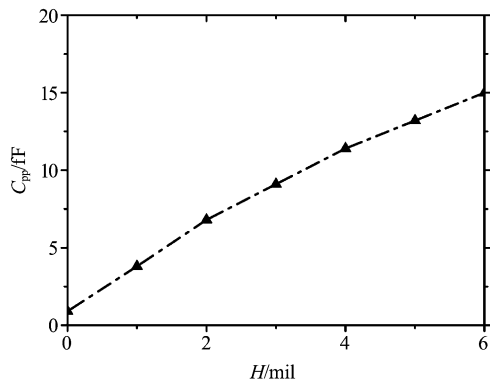


图4 并联电容  $C_{pp}$  与 GaAs 厚度  $H$  的关系  
Fig. 4 Relationship between  $C_{pp}$  and  $H$

构简化成图 2(b) 所示的结构. 一方面, 通过 Asoft HFSS 仿真可得到图 2(b) 结构的 S 参数; 另一方面, 可将图 2(b) 结构等效成如图 3 所示的网络. 通过对已得到的 S 参数进行拟合, 可获得并联电容的容值  $C_{pp}$ . 图 4 给出了  $C_{pp}$  与 GaAs 厚度  $H$  的关系(仿真中所用到的参数为: 厚度为 5 mil 的 Roger Duroid 5880 板材, 微带线阻抗为 50 Ohm, 微带隙宽度为 10 mil, GaAs 大小为 26 mil × 13 mil ×  $H$ ). 由图 4 可知, 并联电容  $C_{pp}$  随着 GaAs 厚度  $H$  厚度的增加而增加. 普通微带隙( $H=0$  mil)引入的  $C_{pp}$  约为 0.9 fF; 当 GaAs 厚度为 6 mil 时,  $C_{pp}$  约为 15 fF. 然而实际使用中, 由于阳极连接金属与阴极连接金属的距离要小于 10 mil, 因此  $C_{pp}$  真实值要比仿真值大.

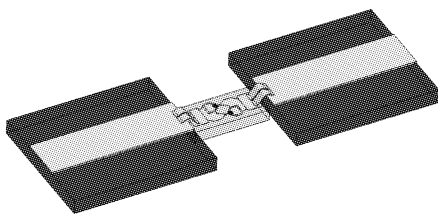


图5 倒装二极管正面朝上安装图  
Fig. 5 Top-side-up mounting structure

通上面前面分析可知, 相比介质加载微带隙结构, 普通微带隙结构引入的电容  $C_{pp}$  较小. 因此可考虑把倒装二极管正面朝上, 通过金丝键合的方式与两边的微带线相连, 如图 5 所示. 此时, 二极管上金属焊盘与地之间构成了一段微带传输线, 焊盘间电容可认为是由普通微带隙结构引入的寄生电容. 因此, 与传统倒装二极管的安装方式相比, 这种安装方式能够有效减小二极管的寄生电容  $C_{pp}$ . 这种减小寄生电容的方法具有操作简单, 易于实现的优点, 特别

适用于微带混合集成电路中.

## 2 W 波段二次分谐波混频器

### 2.1 二次分谐波混频器结构

常用的二次分谐波混频器结构如图 6 所示<sup>[7]</sup>. 这种混频器结构采用开路和短路线实现各端口的相互隔离, 同时给射频、本振及中频信号提供接地. 由于这种结构具有结构简单、易于用平面电路实现的优点, 得到了广泛的应用. 然而, 在 W 波段采用过孔实现  $1/2\lambda_{RF}$  短路线的接地需要非常高的加工精度; 另一方面, 在 W 波段实现侧边平行耦合微带线带通滤波器的难度较大, 而且会引入较大的插入损耗. 为了避免这些问题, 文中采用图 7 所示的结构实现 W 波段二次分谐波混频器. 射频信号从二极管对的左边馈入二极管, 二极管对右边的低通滤波器对射频信号有较大的抑制作用, 同时能以较小的插入损耗通过本振和中频信号. 通过调节传输线 ML1 的长度可以在二极管对的右边实现射频信号接地. 本振信号通过二极管对的右边加入, 二极管对左边的  $1/4\lambda_{LO}$  开路线为本振信号提供回路. 中频信号从二极管对右边输出. 中频接地和直流接地都是通过二极管对左边的射频扼流圈实现. 采用双工器的方式实现本振端口和中频端口的相互隔离. 其中, 双工器由中频低通滤波器和侧边耦合带通滤波器组成. 反向并联二极管对采用如图 5 所示的方式安装.

### 2.2 分谐波混频器设计

低通滤波器的结构有很多, 但从结构复杂度、插损特性及带外抑制特性等方面考虑, 作者采用一个 5 阶切比雪夫开路枝节低通滤波器实现对射频信号的抑制. 为了确保对射频信号有足够的抑制度, 同时又有足够高的截止频率使本振频率始终落在通带内, 低通滤波器的截止频率选择为 48 GHz. 按照低通原型计算滤波器的初始尺寸后, 采用 HFSS 优化仿真.

在设计侧边平行耦合线带通滤波器时, 作者发现采用传统方法设计的侧边平行耦合器, 耦合线之间的距离太小, 无法采用普通 PCB 工艺实现. 文章采用如图 8 所示的结构实现侧边平行耦合滤波器. 这种滤波器采用微带台阶实现输入/输出的耦合, 避免了传统侧边平行耦合结构中, 因耦合强度太大而无法物理实现的问题. 第二级耦合则采用  $1/4\lambda$  平行耦合线实现. 滤波器的中心频率为 43 GHz, 为了能够采用普通 PCB 工艺进行加工, 平行耦合线的线宽和线距都选择为 5 mil. 滤波器通过采用 HFSS 仿真

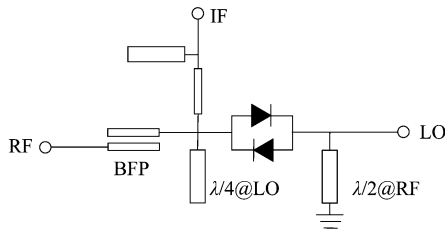


图 6 传统二次分谐波混频器结构  
Fig. 6 Configuration of the traditional sub-harmonic mixer

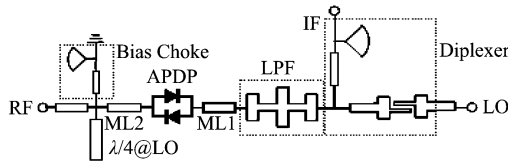


图 7 文章中采用的二次分谐波混频器结构  
Fig. 7 Proposed configuration of the sub-harmonic mixer

软件进行优化设计,仿真结果如图 9 所示。

在 W 波段二极管的寄生参量影响比较严重,并且这些寄生参量还与二极管的安装方式有关.因此,产商给的寄生参数只能作为设计参考.文章采用 Hesler<sup>[8]</sup>给出的同轴探针方法,在 Ansoft HFSS 中对二极管对的封装结构进行了仿真,仿真结构如图 5 所示,并把封装寄生参数表示成一个四端口网络,其特性由 HFSS 仿真得到的 S 参数表征。

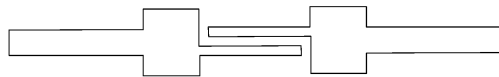


图 8 阶跃阻抗带通滤波器  
Fig. 8 Step-resonator band-pass filter

混频器采用 Agilent ADS 仿真软件中的谐波平衡模块进行仿真.混频器中的不连续性结构,例如带通滤波器、低通滤波器器、直流偏置电路等均采用 HFSS 仿真的方法计算其 S 参数,并把它表示成一个二端口或三端口网络.然后,以 sNp 文件的方式导入 Agilent ADS 仿真软件中进行仿真.把所有的 sNp 数据模块用 50 Ohm 微带线按照图 7 所示的结构连接到一起,构成一个完整的混频器电路.通过调节连接线的长度可以优化混频器的性能

混频器采用 Rogers 公司生产的厚度为 5mil 的 RT/Duroid 5880 板材制作,安装在表面镀金的铜制腔体内,实物照片如图 10 所示.为了方便测试,混频器的射频与本振端口分别采用 WR-10 波导和 WR-

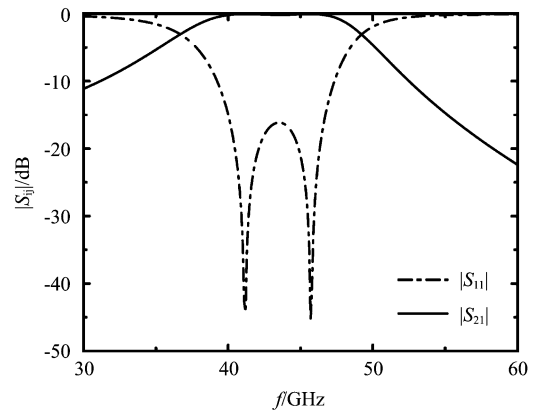


图 9 阶跃阻抗带通滤波器仿真结果  
Fig. 9 Simulation results of the Step-resonator band-pass filter

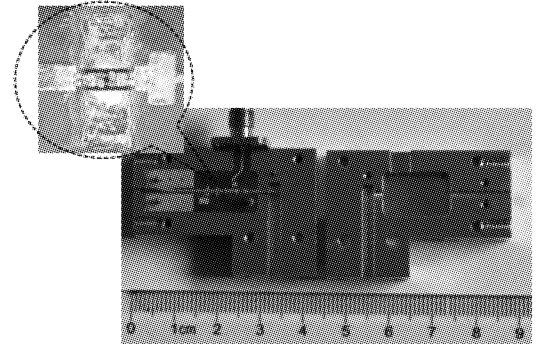


图 10 文章中的 W 波段二次分谐波混频器的实物照片  
Fig. 10 Photograph of the designed sub-harmonic mixer

22 波导作为输入/输出端口,中频端口则采用标准 SMA 端口与外部连接.射频信号通过波导-鳍线-微带过渡结构,把波导传播模式 (TE<sub>10</sub> 模) 转变为微带传播模式 (准 TEM 模).本振信号采用波导 E 面探针的方式,实现波导/微带过渡。

### 3 仿真与测试结果

混频器测试框图如图 11 所示.采用 Agilent PSG8267C 信号源和毫米波倍频模块产生 W 波段 (75 ~ 110 GHz) 射频信号.由于缺少工作在 40 GHz 以上的信号源,作者采用 Agilent PSG8257D 信号源和一个 x2 倍频器为混频器提供本振信号.混频器产生的中频信号送到 Agilent PSA E4440A 频谱仪中,通过频谱仪显示中频信号的频率和功率值.为了提高测试的精确度,作者用功率计分别对 W 波段信号源的输出功率和频谱仪的功率示数进行了校准。

图 12 给出了混频器的测试结果.由测试结果可知,当本振驱动功率为 13 dBm,中频频率固定在 3

GHz(上边带),射频频率在 90 ~ 100 GHz 频段内时,变频损耗最小值为 8.3 dB,最大值为 10.5 dB. 当混频器的本振频率固定在 45 GHz 时,本振功率为 13 dBm,中频频率小于 4 GHz 时,变频损耗介于 8 ~ 11 dB 之间. 由于中频接地以及阶跃阻抗带通滤波器等因素的影响,中频频率超过 4 GHz 时变频损耗增加较快. 测试结果中,变频损耗随频率的波动可能是由信号源的输出驻波较差引起的. 图 13 给出了混频器变频损耗与本振功率之间的变化关系. 由于倍频器的输出功率有限,图 13 只给出了本振功率小于 13dBm 的测试曲线. 由仿真曲线可知,当本振功率大于 13 dBm 时,变频损耗与本振功率的关系不大. 为了明确比较仿真结果与测试结果,图 12(a)和图 13 同时给出了混频器的仿真结果. 从中可以看出,仿真与测试结果吻合较好,部分微小差别可能是由加工、安装及仿真模型的误差引起的. 图 14 给出了混频器变频损耗随射频输入功率的变化曲线. 由图 14 可知,由于非线性因素影响,当输入功率大于-10 dBm 时,随着射频输入功率的增加,变频损耗跟着增加. 受限于射频信号源输出功率,文章未能测试出混频器的 1dB 压缩点输入功率.

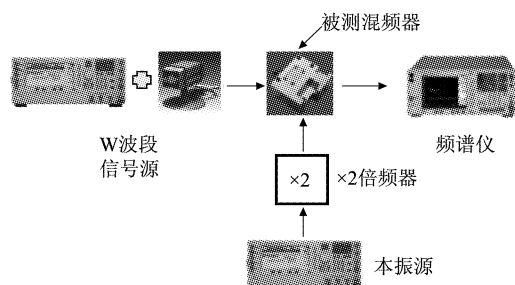


图 11 混频器测试框图  
Fig. 11 Measurement diagram of sub-harmonic mixer

表 2 比较了文中所设计的二次分谐波混频器与同频段已报道的分谐波混频器的相关参数. 通过比较可以看出,文中所设计的混频器的性能接近文

表 2 文中所设计的混频器与同频段已报道的二次分谐波混频器的比较  
Table 2 Comparison of published sub-harmonic mixers

RF freq. (GHz)	IF Freq. (GHz)	Conversion Loss (dB)	Diode type	Cut off frequency of the diode (GHz)	Technology	Ref.
78 ~ 114	DC ~ 18	10 ~ 14	HEMT diode pair	350	Microstrip MMIC	[3]
75 ~ 90	DC ~ 11.5	11 ~ 15	Schottky diode pair	N/A	CPW MMIC	[4]
83 ~ 97	2 ~ 4	7 ~ 10	Schottky diode pair	1500	CPW MLMS *	[9]
81 ~ 86	11 ~ 16	12 ~ 15	Schottky diode pair	2000	Microstrip MLMS *	[10]
90 ~ 95	DC ~ 2.6	11.3 ~ 15	Schottky diode pair	500	Microstrip Hybrid MIC	[11]
90 ~ 100	DC ~ 4	8 ~ 11	Schottky diode pair	455	Microstrip Hybrid MIC	This work

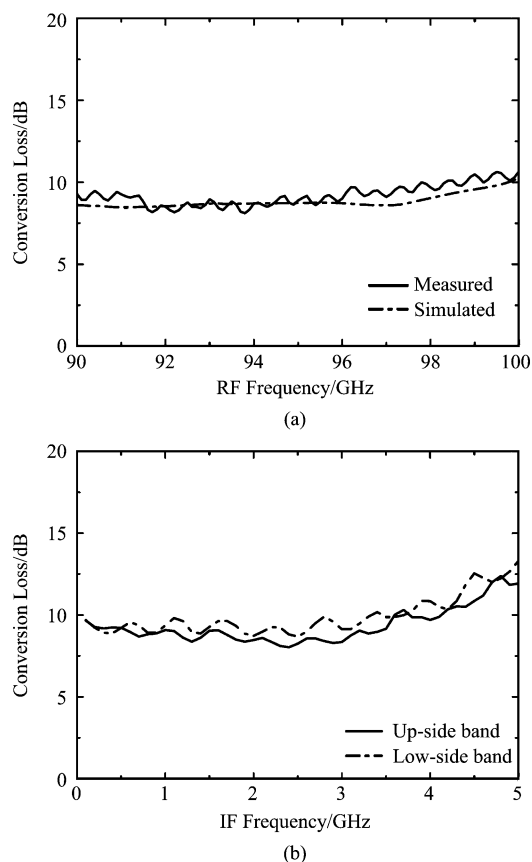


图 12 混频器变频损耗, (a) 中频频率  $f_{IF} = 3$  GHz (上边带),  $P_{LO} = 13$  dBm; (b) 本振频率  $f_{LO} = 45$  GHz,  $P_{LO} = 13$  dBm

Fig. 12 Conversion loss of the sub-harmonic mixer, (a) IF frequency  $f_{IF} = 3$  GHz (upside-band),  $P_{LO} = 13$  dBm; (b) LO frequency  $f_{LO} = 45$  GHz,  $P_{LO} = 13$  dBm

献[9]报道的二次分谐波混频器性能. 但文章中所采用的二极管的截止频率远小于文献[9]中所采用的二极管的截止频率. 与文献[11]所报道的混频器相比,所采用的技术和二极管对都基本相当,但文章中所设计的混频器的变频损耗性能要优于文献[11]所设计的混频器的性能. 这种低变频损耗的获得主要归功于二极管对寄生电容的减小.

## 4 结论

文章采用微带混合集成技术设计了一款 W 波段分谐波混频器. 通过对二极管寄生参量的分析, 提出了一种有效减小寄生参量的方法, 并用于混频器设计中. 测试结果表明, 混频器的最小变频损耗为 8 dB, 在 90 ~ 100 GHz 频率范围内变频损耗小于 10.5 dB, 接近同频段已报道混频器的最好水平. 为了降低对加工工艺的要求, 文章对传统二次分谐波混频器作了改进, 改进后的结构可采用普通 PCB 工艺实现 W 波段微带混频器. 此外, 所设计的混频器属于纯平面电路, 容易与其它平面电路集成, 构成小型化毫米波系统.

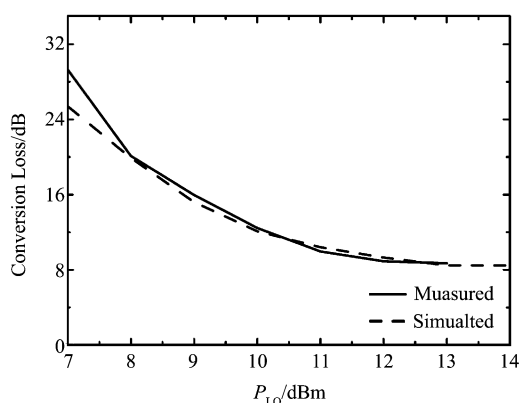


图 13 变频损耗与本振功率的关系 (本振频率  $f_{LO} = 45$  GHz,  $f_{IF} = 3$  GHz, 上边带)

Fig. 13 Relationship between conversion loss and LO power ( $f_{LO} = 45$  GHz,  $f_{IF} = 3$  GHz, up-side band)

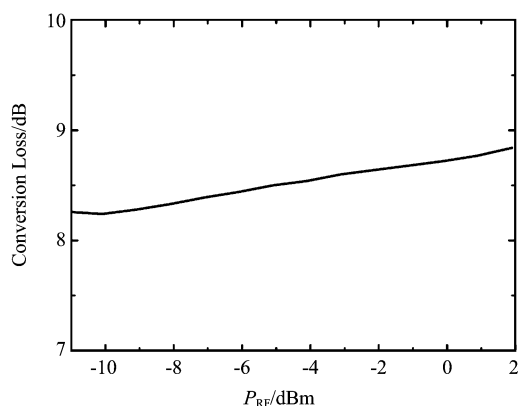


图 14 变频损耗与射频输入功率的关系 (本振频率  $f_{LO} = 45$  GHz, 本振功率  $P_{LO} = 13$  dBm,  $f_{IF} = 3$  GHz, 上边带)

Fig. 14 Measured conversion loss as a function of RF input power ( $f_{LO} = 45$  GHz,  $P_{LO} = 13$  dBm,  $f_{IF} = 3$  GHz, up-side band)

## REFERENCES

- [1] Meier P J, Calviello J A, Bie P R. Wide-band subharmonically pumped W-band mixer in single-ridge fin-line [J]. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1982, **23**(12): 2184 - 2189.
- [2] Tahim R S, Pham T, Chang K. Millimetre-wave microstrip subharmonically pumped mixer [J]. *Electron. Lett.*, 1985, **21**(19): 861 - 862.
- [3] Huang Y J, Lien C H, Wang H, et al. A 78 - 114 GHz monolithic subharmonically pumped GaAs-based HEMT diode mixer [J]. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 2002, **12**(6): 209 - 211.
- [4] Dyadyuk V, Archer J W, Stokes L. W-band GaAs schottky diode MMIC mixers for multi-gigabit wireless communication [C]. In *Proc. of 2nd Intern. Conf. on Wireless, Broadband and Ultra Wideband Communications*, Sydney, 2007. 27 - 30.
- [5] Kanaya K, Kawakami K, Hisaka T, et al. A 94 GHz high performance quadruple subharmonic mixer MMIC [C]. In *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Seattle, MA, 2002. 1249 - 1252.
- [6] Mehdi I, Siegel P H. Effect of parasitic capacitance on the performance of planar subharmonically pumped schottky diode mixers [C]. In *Proc. 5th Intern. symp. on space terahertz tech.*, Ann Arbor, MI, 1994. 379 - 393.
- [7] Iton K, Iida A, Sasaki Y, et al. A 40 GHz band monolithic even harmonic mixer with antiparallel diode pair [C]. In *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Boston, MA, 1991. 879 - 882.
- [8] Hesler J L. Planar schottky diodes in submillimeter-wave-length waveguide receiver [D], Ph. D. dissertation, Dept. Elect. Comput. Eng., Univ. of Virginia, Charlottesville, VA, Jan. 1996.
- [9] Raman S, Rucky F, Rebeiz G M. A6 high-performance W-band uniplanar subharmonic mixer [J]. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1997, **45**(6): 955 - 962.
- [10] Stoneham E B. High-precision flip-chip process yields E-band harmonic mixers with potential sub-10-dB conversion loss [C]. In *Proc. of 36th European Microw. Conf.*, Manchester, 2006. 506 - 509.
- [11] XIANG B, DOU W B, HE M M. 3 mm sub-harmonic mixer [J]. *J. Infrared Millim. Wave* (项博, 窦文斌, 何敏敏. 三毫米波段二次谐波混频器. *红外与毫米波学报*), 2011, **30**(4): 343 - 346, 349.