

三毫米波段二次谐波混频器

向博, 窦文斌, 何敏敏

(东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏南京 210096)

摘要:采用微带结构研制出三毫米波段二次谐波混频器. 该混频器核心器件采用型号为MS8251的GaAs梁式引线肖特基势垒二极管对. 根据二次谐波混频器对本振、射频和中频网络的要求, 先用谐波平衡法分析出反向并联二极管对在本振信号单独激励下的大信号阻抗, 由此设计出本振网络; 然后模拟出该器件在大信号本振激励下的小信号射频输入阻抗, 并由此设计出射频网络. 还设计了三毫米波波导到微带过渡转换, 整个电路设计和安装在介电常数为2.22, 厚度为0.127 mm的RT/Duroid 5880基片上. 当本振频率为46.3 GHz时, 该混频器射频输入90~95 GHz, 实测带内变频损耗小于15 dB.

关键词:3毫米波; 二次谐波混频器; 变频损耗; 肖特基势垒二极管对

中图分类号:TN773.2 **文献标识码:**A

3 mm sub-harmonic mixer

XIANG Bo, DOU Wen-Bin, HE Min-Min

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

Abstract: A sub-harmonic mixer is presented with micro-strip at 3 mm wave length. The key device of the mixer is a pair of GaAs beam lead anti-parallel Schottky diode (type MS8251). According to the request of the local oscillator (LO), radio frequency (RF) and intermediate frequency (IF) networks of sub-harmonic mixer, the large signal impedance of anti-parallel diode pair, which is stimulated with the LO signal alone, is simulated by harmonic balance method firstly. The LO network is designed based on the result above. Then the small signal impedance of anti-parallel diode pair with LO stimulation is simulated and the RF network is designed. A 3 mm waveguide to micro-strip translation is also designed in the paper, and the sub-harmonic mixer is fabricated on the RF-Duroid 5880 with 0.127 mm thick and dielectric constant ϵ_r of 2.22. According to the measurement result, the conversion loss which is lower than 15 dB is achieved with the RF ranged from 90 GHz to 95 GHz and the LO frequency of 46.3 GHz.

Key words: 3 mm wave length; sub-harmonic mixer; conversion loss; anti-parallel Schottky diode

PACS: 07.57.Kp, 84.40.-x

引言

毫米波中的W波段是重要的窗口频率, 在通信和气象探测等方面用途广泛. 大气探测中丰富的气象信息多包含在特定的毫米波频段内, 为了便于数据分析和产品应用, 需要将射频信号转换至中频. 因此开发毫米波接收机中关键器件——谐波混频器就成了当务之急. 毫米波频段工作频率很高, 虽有性能优越的混频器件, 但同频段、高性能的本振源难实现、成本高. 谐波混频器要求本振频率为射频输入频率的一半或四分之一, 克服了直接采用相同频段本振源所带来的技术难题和高成本. 因此, 性能良好的

谐波混频器对毫米波系统有着重要的意义^[1].

目前有波导、悬置微带、鳍线等结构形式的混频器, 应用更多的是鳍线结构. Schneider 和 Snell 以及 Cohn 等人同时研制了一种新型的双二极管谐波混频器^[2]. 国内距国外水平还有一定的差距, 相关报道较少. 电子科技大学的董庆来、袁野、金龙和阮成礼先后设计制作了3 mm混合集成平衡混频器^[3]、W频段二次与四次分谐波混频器^[4]、三毫米波亚谐波混频器^[5]. 文中研制的二次谐波混频核心器件采用由两个反向并联的肖特基势垒二极管对. 由于两个二极管中基波电流反相, 基波混频的本振噪声相互抵消, 故有可能获得跟基波混频大致相等的噪声.

收稿日期:2010-09-07, 修回日期:2011-04-07

Received date: 2010-09-07, revised date: 2011-04-07

基金项目:国家自然科学基金创新群体基金(60921063);毫米波国家重点实验室创新基金(Z200913)

作者简介:向博(1979-),男,四川万源人,博士研究生,主要从事微波毫米波电路和功率合成技术研究, E-mail:njxiangbo@gmail.com.

1 二次谐波混频器原理^[4-5]

由表面势垒二极管的伏安特性可得管子的电流和电压关系为:

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

反向二极管对总电流为:

$$i(t) = I_s(e^{\alpha v(t)} - e^{-\alpha v(t)}) = 2I_s sh(\alpha v(t)) \quad (2)$$

流过二极管对的电流对电压求导数,得时变电导:

$$g(t) = \frac{di(t)}{dv} = 2\alpha I_s ch(\alpha v(t)) \quad (3)$$

加上本振信号 $V = V_{LO} \cos \omega_{LO} t$ 时,利用第一类的 n 阶修正贝塞尔函数公式,对 $g(t)$ 进行傅里叶级数展开如下:

$$g = 2\alpha I_s [I_0(\alpha V_{LO}) + 2I_2(\alpha V_{LO}) \cos 2\omega_{LO} t + 2I_4(\alpha V_{LO}) \cos 4\omega_{LO} t + \dots] \quad (4)$$

由式(4)可知,混频电导是偶函数,其傅里叶展开式中不含奇次项.在已加本振的混频管对上,再加上一个小射频信号 $V_s \cos \omega_s t$,混频电流展开式中将出现 $2\omega_{LO} - \omega_s, 4\omega_{LO} - \omega_s$ 等混频分量.

归纳出如下管对混频特性:外部电流只含有偶次本振谐波混频项,且幅度比单管的增大一倍.奇次本振谐波混频项仅存在于管对环路内部,因此电路中的输出干扰频率减少;外部电流中无直流分量,混频器无需直流通路,从而电路结构简化;没有基波混频输出,本振引入噪声仅在 $2\omega_{LO} \pm \omega_{if}$ (ω_{if} 为中频频率)附近的噪声才会经混频输出,噪声大大减弱.

2 三毫米波二次谐波混频器的设计

2.1 二次谐波混频器设计方案^[6-7]

根据肖特基二极管对的一般设计原理,设计方案如图1所示.左边 $\lambda_{LO}/4$ 开路线在本振频率等效为短路,既防止本振泄漏到射频,也提供本振回路;右边 $\lambda_{RF}/4$ 开路线在射频频率等效为短路,既防止射频泄漏到本振,也提供射频回路;右边 $\lambda_{LO}/4$ 短路线对于本振信号开路,但给中频提供了中频回路;左边中频支路上 $\lambda_{RF}/4$ 终端开路线在射频信号等效为短路防止射频进入到中频.左边混频信号经过中频低通滤波器输出,从 IF 端口滤出; IF 端口的低通滤波器不仅将中频信号滤出,还对射频和本振信号保持严格的开路状态,否则射频和本振信号会泄露到中频负载,增加混频器的损耗,此外低通滤波器要很好地抑制混频产生的各个闲频信号,提高射频输入

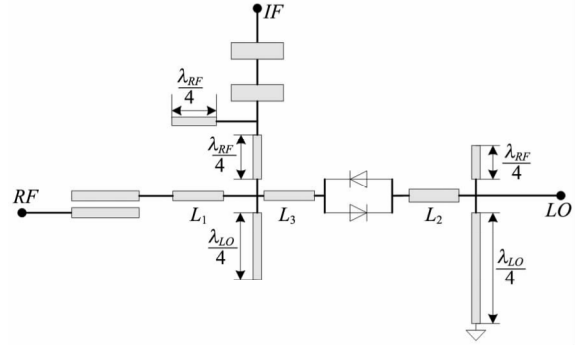


图1 设计示意图
Fig.1 Schematic diagram of the sub-harmonic mixer

口、本振输入口与中频输出口的隔离度.另外,为了便于与各端口后面的电路的良好匹配,各端口在相应的频点上的输入阻抗要求能很好地匹配到 50Ω .

在射频输入端设计了波导到微带过渡,不仅有射频信号过渡作用,而且还有频率选择作用,起到示意图1中的射频带通滤波器的作用,防止中频信号进入到射频端口.

2.2 二次谐波混频器仿真

采用软件 HFSS 对图2所示过渡模型^[8-9]进行仿真分析.实验验证结构为两个过渡相连,即输入波导通过转换过渡连接到微带,再通过转换过渡连接到波导输出.仿真模型波导为端口1,微带为端口2.

波导到微带仿真结果如图3所示,射频信号在 $88 \sim 101 \text{ GHz}$ 范围内从波导过渡到微带的反射损耗都小于 -20 dB ,插损很小.但在中频和本振频段 ($0 \sim 60 \text{ GHz}$) 从微带过渡到波导的反射和插入损耗都很大.因此,波导/微带过渡转换不仅起信号过渡作用,还有带通滤波器的特性.

有限元法建立中频端口低通滤波器模型如图4,仿真结果如图5. $0 \sim 10 \text{ GHz}$ 范围内插入损耗小于 0.1 dB , S_{11} 优于 -20 dB ,通带内对中频信号导通

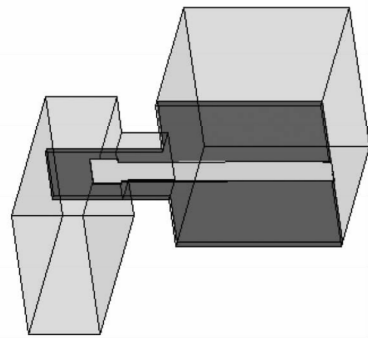


图2 波导到微带模型图
Fig.2 Waveguide to microstrip translation model

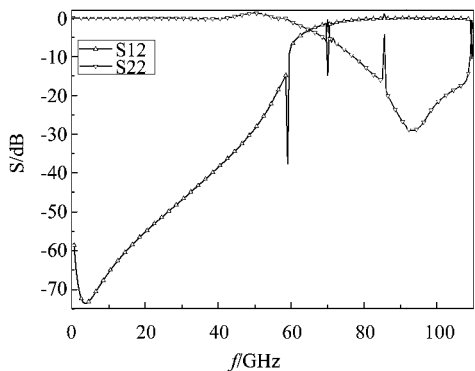


图 3 波导到微带仿真结果
Fig. 3 Simulation results of the waveguide to microstrip translation

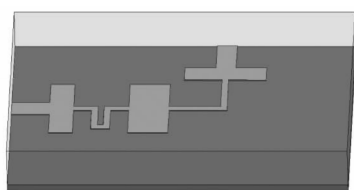


图 4 中频低通滤波器模型图
Fig. 4 Low pass filter model

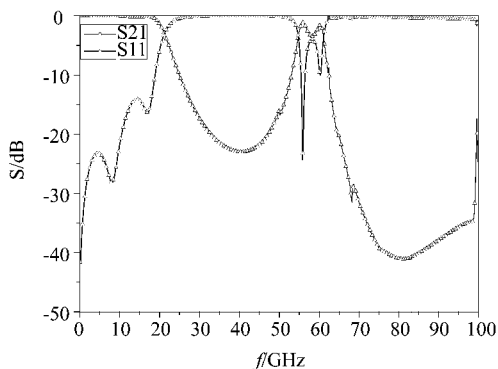


图 5 中频低通滤波器仿真结果
Fig. 5 Simulation results of the low pass filter

良好. 带外对 46.3 GHz 本振信号抑制良好, 此处 S21 为 -21 dB, 回波 S11 为 -0.04 dB. 带外对射频 80 ~ 99 GHz 信号抑制良好, 优于 -33 dB. 中频低通滤波器再加上终端开路线能进一步增加中频信号与本振和射频的隔离.

射频端口的 T 型结构如图 6 所示, 采用有限元方法进行分析. 参数性能见图 7. 由图可见, S21 很小, 即端口 1 和端口 2 间射频信号导通良好; S31 曲线表示射频和中频端口隔离度优于 35 dB; S32 曲线表示本振与中频信号隔离度优于 37 dB; S22 曲线表示本振信号回波约为 0.3 dB. 该电路达到设计要求.

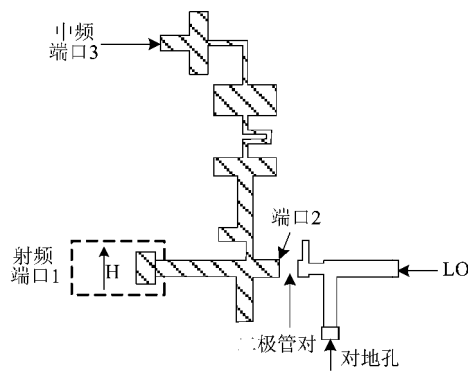


图 6 混频器结构图
Fig. 6 Sub-harmonic mixer structure

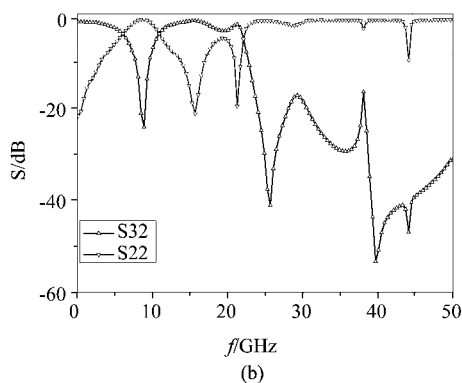
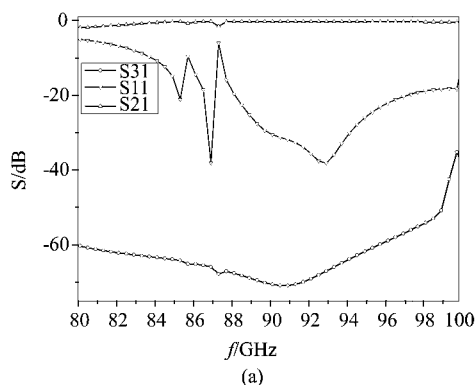


图 7 射频端 T 型仿真结果
Fig. 7 Simulation results of the T-type RF port

同样采用有限元法分析图 6 中本振端的微带线结构, 得到其 S 参数特性.

把反向二极管对模型(型号 MS8251, 参数如表 1)和采用有限元法仿真得到的 S 参数导入 ADS 软件, ADS2006A 仿真模型如图 8 所示. 应用 ADS2006A 谐波分析法仿真得到变频损耗曲线如图 9 所示. 当本振输入频率为 46.3 GHz, 功率为 8.5 dBm 时. 射频输入信号 88 ~ 98 GHz, 变频损耗低于 14 dB. 当射频输入频率为 89.6 GHz 时, 变频损耗最低为 11.4 dB.

表 1 二极管参数

Table 1 Diode parameters

I_s/A	R_s/Ω	N	TT/s	$C_{j0}/(pF)$	
3.2×10^{-13}	7	1	0	0.025	
$C_p/(pF)$	M	EG/(eV)	v_j/V	BV/V	IBV/A
0.02	0.50	1.42	0.85	4	1×10^{-5}

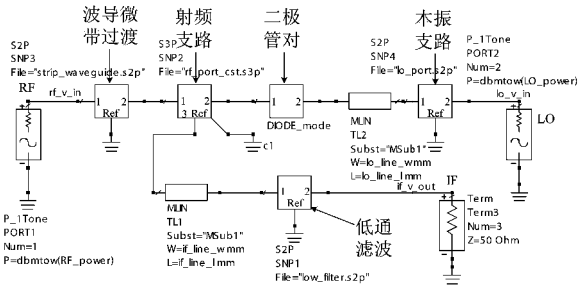


图 8 ADS2006A 仿真图
Fig. 8 Simulation schematic in the ADS2006A

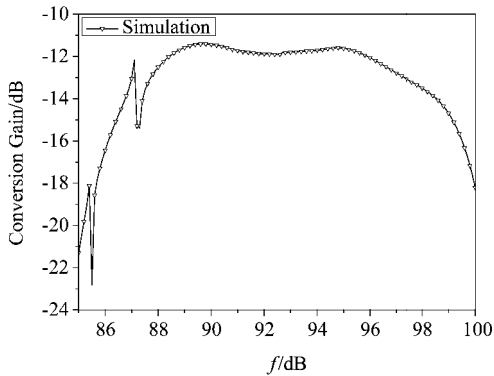


图 9 仿真变频损耗曲线
Fig. 9 Conversion loss simulation curve with the RF frequency

3 混频器测试

整个电路制作在介电常数为 2.22, 厚度为 0.127 mm 的 RT/Duriod 5880 基片, 混频二极管型号为 MS8251. 实际制作 3 mm 谐波混频器时, 在本振输入端前面加入了二次倍频器. 所以实际本振输入的信号频率为 23.15 GHz, 而混频器的本振信号频率为 46.3 GHz. 设计的框图, 实物如图 10 所示.

测试平台框图如图 11 所示.

当本振信号发生器频率为 23.15 GHz, 射频信号功率为 -10 dBm 时, 测试得变频损耗曲线如图 12 所示. 当射频频率为 92.7 GHz 时, 变频损耗最低为 11.3 dBm. 当射频频率 90~95 GHz 时, 变频损耗小于 15 dBm. 而且各个端口之间隔离良好.

通过对比图 9 和图 12 发现, 实测变频损耗小于

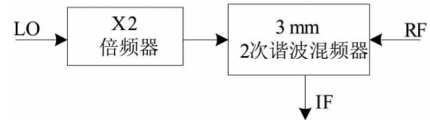


图 10 3 mm 二次谐波混频器框图和照片
Fig. 10 photos of the sub-harmonic mixer

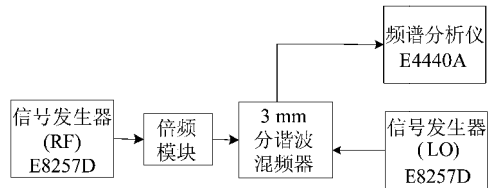


图 11 3 mm 二次谐波混频器测试框图
Fig. 11 Measurement diagram of Sub-harmonic mixer

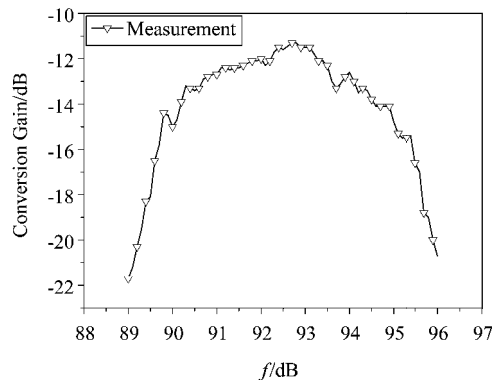


图 12 实测变频损耗曲线
Fig. 12 Conversion loss measurement curve with the RF frequency

15dB 的带宽低于仿真结果. 这是因为实际电路有很多因素很难在仿真中反映, 如二极管模型准确性, 二极管对安装阻抗控制, 加工精度等, 从而造成实际结果与仿真结果有差别.

4 结论

依据谐波混频电路反向平行管对的工作原理设计制作 W 波段二次谐波混频器. 采用 ADS 和 HFSS, CST 做混合仿真和优化, 得到了一种性能良好的二次谐波混频器, 制作的混频器经测试性能良好, 最低变频损耗为 11.3 dBm. 设计的谐波混频器具有体积较小、成本较低、结构简单等优点, 便于实际应用.

(下转 349 页)