

文章编号: 2095-4980(2019)01-0024-05

330 GHz 高性能二次谐波混频器设计

钱志宇, 梅 亮, 钱 骏

(南京电子器件研究所, 江苏 南京 210016)

摘 要: 采用反向并联肖特基二极管对设计了一种 330 GHz 二次谐波混频器。混频器电路采用微带结构, 使用波导-微带探针耦合的形式进行过渡; 采用 50 μm 厚的石英作为基板, 有效减小了电路体积; 采用 HFSS 和 ADS 对电路进行仿真和谐波平衡仿真。仿真结果显示, 混频器在 310~350 GHz 范围内的变频损耗优于 9.5 dB, 所需本振(LO)功率为 3 dBm, 有效降低了对本振的要求。

关键词: 混频器; 二次谐波; 太赫兹; 毫米波

中图分类号: TN773

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201901.0024

Design of 330 GHz high-performance sub-harmonic mixer

QIAN Zhiyu, MEI Liang, QIAN Jun

(Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing Jiangsu 210016, China)

Abstract: A novel 330 GHz sub-harmonic mixer based on anti-parallel Schottky diode pair is proposed. Microstrip circuit is used with waveguide-microstrip probe transition. Quartz glass of 50 μm thickness is adopted as the substrate, which is good for size-reduction. HFSS is utilized for 3D simulation first and then ADS for harmonic balance simulation. The simulation results show that the conversion loss is better than 9.5 dB from 310~350 GHz. The required Local Oscillator(LO) power is only 3 dBm, which reduces the demand on LO source.

Keywords: mixer; sub-harmonic; terahertz; millimeter wave

太赫兹系统具有空间分辨力高, 频带宽, 体积小, 质量轻等特点, 因而在通信、雷达以及气象学领域中越来越受到重视。混频器作为射频(Radio Frequency, RF)信号转换为中频(Intermediate Frequency, IF)信号的重要器件, 其性能对整个系统的影响很大。二次谐波混频器由于所需本振频率较低, 且抑制本振噪声, 在太赫兹系统设计中得到广泛应用^[1-2]。

二次谐波混频器早在 20 世纪 70 年代就已出现^[3]。由于制造工艺的限制, 报道的混频器大多数工作在 300 GHz 以下。文献[4]中, XU Z B 等提出了 W 波段二次谐波混频器, 文中利用倒装二极管降低寄生电容; 文献[5]采用屏蔽微带线提升混频器的稳定性; 文献[6]提出了低本振功率的 W 波段混频器。之后 Bulcha 等提出九次与三次谐波混频器, 在 2 THz 频率上的变频损耗分别为 63 dB 和 45 dB^[7]。

本文提出一种基于反向并联混频二极管对的 330 GHz 二次谐波混频器。在电路设计中对各部分进行了逐项设计, 并在整体模型上进一步优化。仿真结果显示, 该混频器在 310~350 GHz 频率范围内变频损耗优于 9.5 dB, 所需本振功率仅为 3 dBm。

1 二次谐波混频原理

基于反向并联肖特基二极管对的二次谐波混频器原理图如图 1 所示。肖特基二极管具有噪声小, 频带宽, 工作稳定, 结构简单, 截止频率高的特点。反向并联二极管对通过抑制部分混频产物以减小变频损耗, 通过减小本振噪声通带以降低噪声系数, 并具有抗反向峰值电压能力的固有特性。

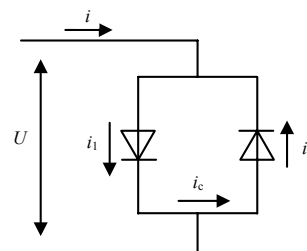


Fig.1 Schematic of sub-harmonic mixing
图 1 二次谐波混频原理图

反向并联二极管对的非线性时变跨导可表示为:

$$g = g_1 + g_2 = 2\alpha I_S (e^{\alpha U} + e^{-\alpha U}) = 2\alpha I_S \cosh(\alpha U) = 2\alpha I_S [I_0(\alpha U_{LO}) + 2I_2(\alpha U_{LO})\cos 2\omega_{LO}t + 2I_4(\alpha U_{LO})\cos 4\omega_{LO}t + \dots] \quad (1)$$

式中: I_S 为饱和电流; U_{LO} 为外加本振电压峰值; ω_{LO} 为外加本振电压频率; $\alpha = q/nkT$, q 为电子电荷, k 为玻尔兹曼常数, T 是温度, n 是理想因子。

在本振信号与射频信号的激励下,

$$U = U_{LO} \cos \omega_{LO}t + U_S \cos \omega_S t \quad (2)$$

总电流可以表示为:

$$i = gU = g(U_{LO} \cos \omega_{LO}t + U_S \cos \omega_S t) = A \cos \omega_{LO}t + U \cos \omega_S t + C \cos 3\omega_{LO}t + E \cos(2\omega_{LO} + \omega_S)t + F \cos(2\omega_{LO} - \omega_S)t + G \cos(4\omega_{LO} + \omega_S)t + \dots \quad (3)$$

由式(3)可以看出, 总电流中仅包含频率为 $m\omega_{LO} \pm n\omega_S$ ($m+n$ 为奇数) 的谐波分量。

二极管对上的差分电流(图 1 中 i_c)可以表示为:

$$i_c = (i_1 - i_2) / 2 = I_0 [\cosh(\alpha U) - 1] \quad (4)$$

将式(2)代入式(4), 可得

$$i_c = I_0 [1 + \frac{(U_{LO} \sin \omega_{LO}t + U_S \sin \omega_S t)^2}{2!} + \dots - 1] = \frac{I_S}{2} \left[\frac{U_{LO}^2 + U_S^2}{2} + \frac{U_{LO}^2}{2} \cos(2\omega_{LO}t) + \frac{U_S^2}{2} \cos(2\omega_S t) + U_{LO}U_S \cos(\omega_{LO} - \omega_S)t + \cos(\omega_{LO} + \omega_S)t + \dots \right] \quad (5)$$

由式(5)看出, 在 i_c 中仅包含频率为 $m\omega_{LO} \pm n\omega_S$ ($m+n$ 为偶数) 的谐波分量。

由此可以推断, 二极管对外部总电流 i 只包含偶次谐波分量, 内部差分电流 i_c 只包含奇次谐波分量, 电路的输出干扰频率减少, 从而减小了变频损耗。式(3)中谐波分量 $E \cos(2\omega_{LO} + \omega_S)t$ 与 $F \cos(2\omega_{LO} - \omega_S)t$ 即为所需的混频输出, 采用相应的低通滤波器可以提取这 2 个分量并抑制其他谐波。

2 330 GHz 二次谐波混频器设计与优化

设计的二次谐波混频器的结构框图见图 2, 包括 4 部分, 分别为二极管对、射频网络、本振网络与中频网络。

射频网络将射频信号匹配传输至二极管对, 要求输入的射频信号中心频率为 330 GHz, 带宽 40 GHz。该网络选择波导至微带的传输结构, 如图 3(a)所示。输入端使用 WR-2 波导可以覆盖所需频率。基于接地、稳定性与工艺要求的考虑, 直流接地焊盘设置在微带线的对面。探针的位置及尺寸以及短路面的位置对射频网络的匹配性能有很大影响, 需要微调以得到更佳的回波损耗。

射频网络的 HFSS 仿真结果如图 3(b)所示。优化后的射频网络在 310~355 GHz 频率范围内, 回波损耗小于 15 dB, 插入损耗小于 0.7 dB。

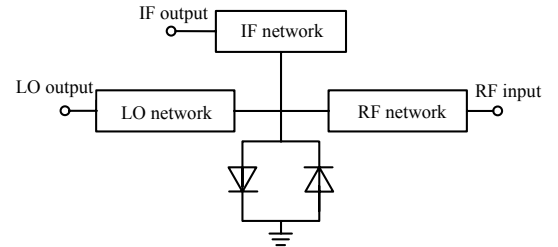
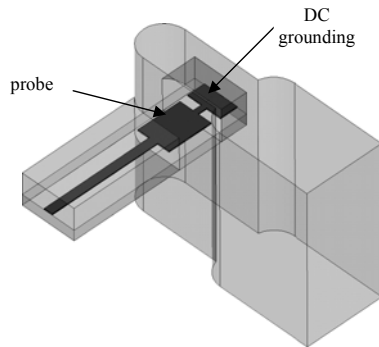
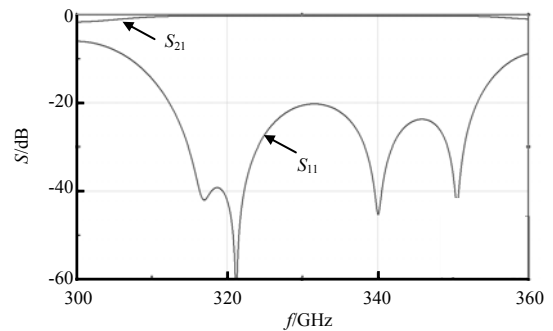


Fig.2 Block diagram of proposed sub-harmonic mixer
图 2 二次谐波混频器结构框图



(a) waveguide-microstrip transition in RF network



(b) simulation results

Fig.3 Waveguide-microstrip transition in RF network and simulation results

图 3 射频网络波导至微带的传输结构与仿真结果

本振网络将本振信号匹配传输至二极管对,并将中频信号从二极管对传输至中频网络。中频网络提取所需的中频信号输出,抑制其他信号。因此,在设计中,将两者统一考虑,进行同步优化,其结构如图 4(a)所示。该模块中存在 2 条传输路径:一条是射频信号沿着波导—探针—本振低通滤波器—二极管对的路径进行传输;另一条是中频信号沿着二极管对—本振低通滤波器—探针—中频低通滤波器—输出的路径进行传输。

本振输入的波导至微带的传输结构与射频网络中的传输结构类似,本振频率为 165 GHz。本振低通滤波器设计为小尺寸的阶跃阻抗滤波器^[8],抑制射频信号和杂散信号的传输^[9]。中频低通滤波器抑制高频谐波,提高输出输入隔离度。

将本振信号的波导输入端标识为端口 1,二极管对的输出端标为端口 2,中频输出端标为端口 3。则端口 1 到端口 2,即本振路径的仿真结果如图 4(b)所示。由图可见,本振路径在 165 GHz 频率上,插入损耗小于 0.6 dB,回波损耗小于 16 dB。端口 2 到端口 3,即中频路径的仿真结果如图 4(c)所示。由图可见,中频路径在 DC~20 GHz 频率范围内,插入损耗小于 0.3 dB,回波损耗小于 13 dB。

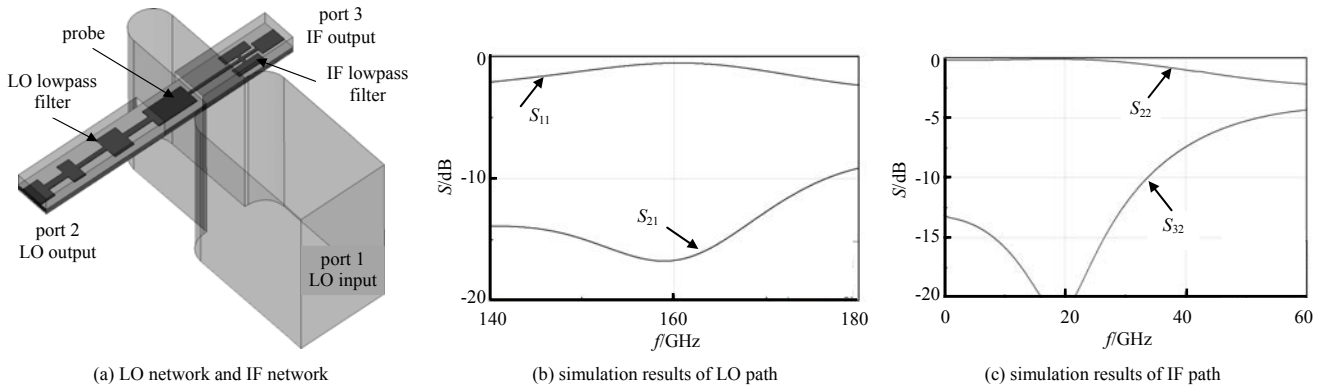


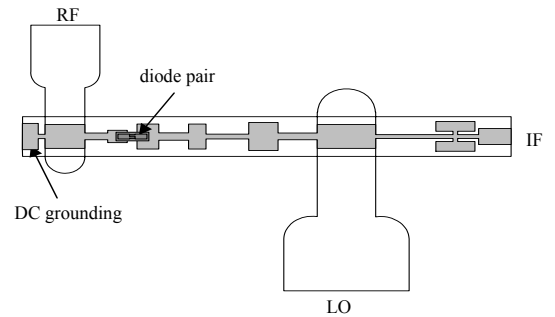
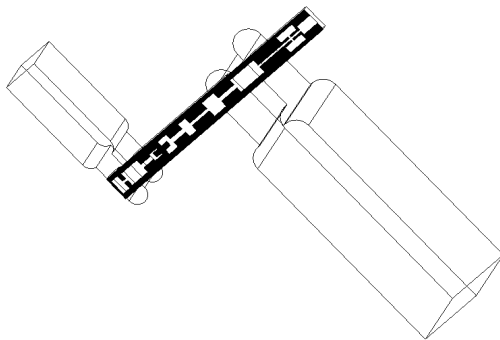
Fig.4 LO network and IF network

图 4 本振网络与中频网络

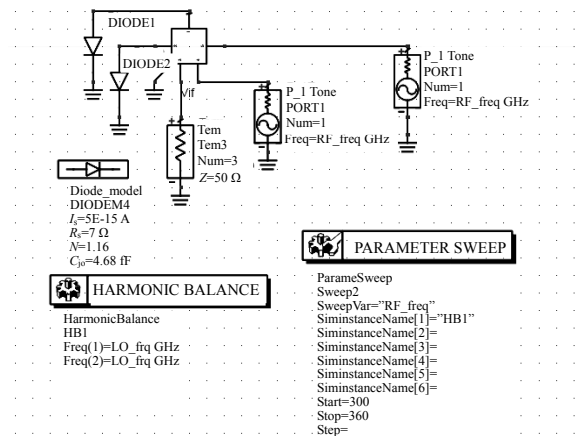
最终的混频器模型是上述 2 个模块与二极管对的组合,如图 5 所示。本文采用的二极管对为 Teratech AP1,其性能参数如表 1 所列。二极管对倒装至 50 μm 厚的石英玻璃基板上,其截止频率约为 4.8 THz。

表 1 二极管对性能参数
Table 1 Parameters of diodes

I_S/A	R_S/Ω	N	C_{JO}/fF	U_J/V
5×10^{-15}	7	1.16	4.68	0.56

Fig.5 Proposed mixer layout
图 5 混频器布局图

(a) model diagram of proposed mixer in HFSS



(b) simulation diagram of proposed mixer in ADS

Fig.6 Model and simulation diagram of proposed mixer

图 6 混频器模型及仿真图

对混频器模型利用 HFSS 进行 S 参数仿真, ADS 进行谐波平衡仿真, 仿真的 HFSS 模型和 ADS 参数见图 6, 并依据仿真结果对整体电路进一步优化。二极管对的石英基板尺寸最后定为 $2.51\text{ mm} \times 0.25\text{ mm} \times 0.05\text{ mm}$ 。

混频器的谐波平衡仿真结果如图 7 所示。330 GHz 频率上变频损耗与本振功率的关系如图 7(a)所示。随着本振功率从 0 上升到 5 dBm, 变频损耗从 17 dB 改善为 8.2 dB。本文选择 3 dBm 的本振功率进行下一步仿真。变频损耗与频率的关系如图 7(b)所示。可以看到, 混频器在 330 GHz 频率上的变频损耗为 8.2 dB, 310~350 GHz 频率范围内的变频损耗均小于 9.5 dB。

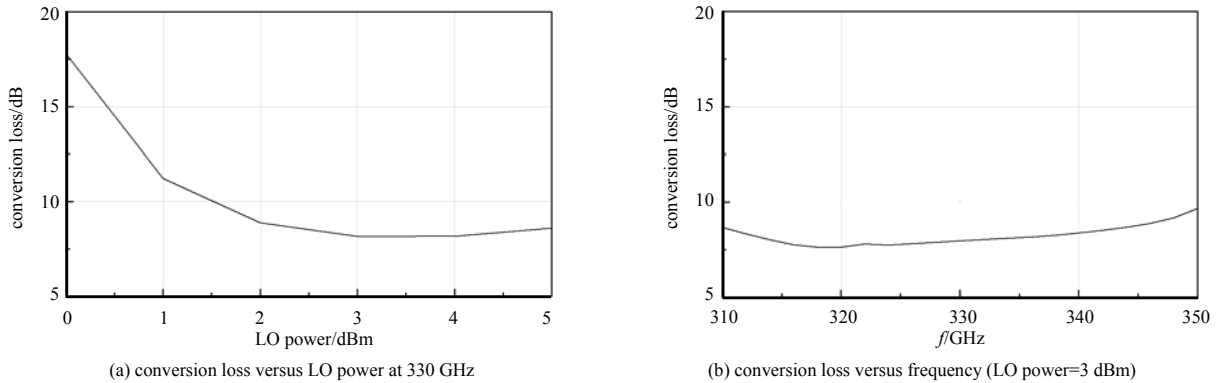
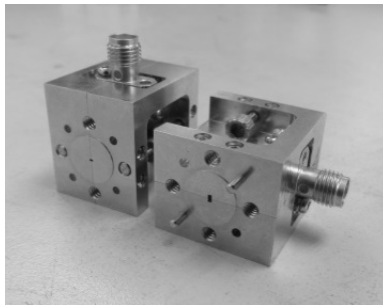


Fig.7 Simulation results of conversion loss

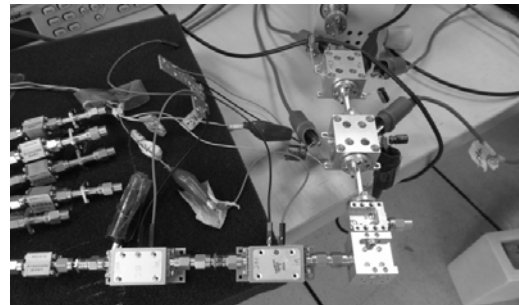
图 7 变频损耗仿真结果

3 测试结果

混频器装配完成后, 采用 Keysight 的仪器(扩频选件)对混频器的变频损耗进行测试, 测试带宽 20 GHz。图 8 为产品实物与测试场景。



(a) picture of proposed mixer



(b) test scene of proposed mixer

Fig.8 Test of proposed mixer

图 8 混频器测试

混频器完成后进行了测试, 实测数据如表 2 所示, 可以看到该混频器变频损耗在中心频点约为 15 dB, 在带宽边缘处约为 18 dB。

表 2 混频器变频损耗测试数据

Table 2 Test data of conversion loss of proposed mixer

f/GHz	320	325	330	335	340
conversion loss/dB	16	17	15	17	18

根据实际测试结果和仿真数据进行对比, 对比情况如图 9 所示。

造成实测结果和仿真有所差异的原因有以下几点:

1) 由于频率较高, 混频器模块对加工和装配的精确度要求较高, 这两个方面的不确定性累积造成实物性能偏差。仿真中引入 $30\text{ }\mu\text{m}$ 量级电路板偏移、腔体形状改变等情况模拟加工和装配造成的误差, 结果显示变频损耗与原设计相比恶化可达 4~5 dB;

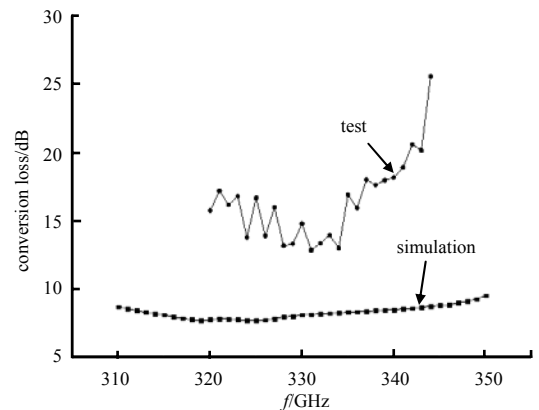


Fig.9 Comparison between simulation and test results of conversion loss of proposed mixer

图 9 混频器变频损耗仿真与测试结果对比

- 2) 混频模块内部有波导、石英及 Rogers5880 微带传输结构, 仿真中忽略了传输损耗, 与实际测试结果有偏差;
- 3) 二极管模型及参数提取不够准确, 造成仿真结果与实物有偏差。

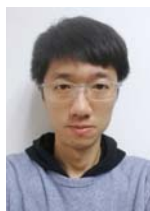
4 结论

本文提出基于反向并联肖特基二极管对的 330 GHz 混频器, 阐述了其工作原理与设计过程。利用 HFSS 和 ADS 对混频器进行了设计仿真, 混频器在 310~350 GHz 频率范围内, 本振功率为 3 dBm 下, 混频器的变频损耗小于 9.5 dB, 达到了预期结果。

参考文献:

- [1] DING D Z, XU J P. Low conversion loss full E-band seventh harmonic mixer with compact filter[J]. Electronics Letters, 2014, 50(7):526-528
- [2] 向博, 窦文斌, 何敏敏. 三毫米波段四次谐波混频器的研究[J]. 空间电子技术, 2012(2):54-57. (XIANG Bo, DOU Wenbin, HE Minmin. Study of 4th harmonic mixer in 3 mm band[J]. Space Electronic Technology, 2012(2):54-57.)
- [3] COHN M, DEGENFORD C M, NEWMAN B A. Harmonic mixing with an anti-parallel diode pair[C]// 1974 S-MTT International Microwave Symposium Digest. Atlanta, Georgia, USA: IEEE, 1974:171-172.
- [4] 许正彬, 钱澄, 窦文斌, 等. 基于微带线的 W 波段二次分谐波混频器设计[J]. 红外与毫米波学报, 2013, 32(3):242-247. (XU Zhengbin, QIAN Cheng, DOU Wenbin, et al. Design of W-band sub-harmonic mixer based on microstrip[J]. Journal of Infrared Millimeter Waves, 2013, 32(3):242-247.)
- [5] 张晓阳, 于洪喜, 徐辉, 等. 星载 183 GHz 分谐波混频器的设计[J]. 空间电子技术, 2013(4):61-64. (ZHANG Xiaoyang, YU Hongxi, XU Hui, et al. Design of 183 GHz spaceborne sub-harmonic mixer[J]. Space Electronic Technology, 2013(4):61-64.)
- [6] MIN W C, SUN H, ZHANG Q L, et al. A high-performance W-band sub-harmonic mixer based on anti-parallel diode pair[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2016, 39(6):1283-1286.
- [7] BULCHA B T, HESLER J L, DRAKINSKIY V, et al. 1.9-3.2 THz Schottky based harmonic mixer design and characterization[C]// Proceedings of the 45th European Microwave Conference. Paris, France: IEEE, 2015:837-840.
- [8] POZAR D M. Microwave engineering[M]. 4th ed. New York: John Wiley & Sons, 2011.
- [9] ZHANG Y, ZHAO W, WANG Y F, et al. A 220 GHz sub-harmonic mixer based on Schottky diodes with an accurate terahertz diode model[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2016, 58(10):2311-2316.

作者简介:



钱志宇(1979-), 男, 江苏省镇江市人, 高级工程师, 主要研究方向为微波电路与系统.
email:12911820@qq.com.

梅亮(1980-), 男, 南昌市人, 高级工程师, 主要研究方向为微波毫米波电路与系统。

钱骏(1990-), 男, 江苏省常州市人, 工程师, 主要研究方向为微波电路与系统。