

0.1 THz 鳍线单平衡式基波混频电路研究

杨大宝^{1,2}, 王俊龙¹, 张立森¹, 邢东¹, 梁士雄¹, 赵向阳¹, 冯志红¹

(1. 专用集成电路国家级重点实验室, 河北 石家庄 050051;
2. 中国电子科技集团公司第十三研究所, 河北 石家庄 050051)

摘要: 研究了一种基于石英基片的 0.1 THz 频段的鳍线单平衡混频电路, 混频电路的射频和本振信号分别从 WR10 标准波导端口通过波导单面鳍线微带过渡和波导微带探针过渡输入, 中频信号通过本振中频双工器输出。这是一种新型的混频电路形式, 与传统的 W 波段混频器相比, 混频电路可以省略一个复杂的 W 波段滤波器, 具有电路设计简单、安装方便的特点。该电路使用两只肖特基二极管通过倒装焊工艺粘在厚度为 75 μm 的石英基片上, 石英基片相对传统基板, 可以极大提高电路加工精度。在固定 50 MHz 中频信号时, 射频 90~110 GHz 范围内, 0.1 THz 混频器单边带变频损耗小于 9 dB。

关键词: 0.1 THz; 单平衡; 混频电路; 石英基片

中图分类号: TN45 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA201746.0420004

Development of 0.1 THz finline fundamental single-balanced mixer circuit

Yang Dabao^{1,2}, Wang Junlong¹, Zhang Lisen¹, Xing Dong¹, Liang Shixiong¹,
Zhao Xiangyang¹, Feng Zhihong¹

(1. National Key Laboratory of Application Specific Integrated Circuit, Shijiazhuang 050051, China;
2. The 13th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050051, China)

Abstract: This design, fabrication and test of a 0.1 THz fundamental finline single-balanced mixer circuit on a single quartz substrate was presented. The local oscillator (LO) input signal was feeded from WR10 waveguide to a suspended microstrip line, the radio frequency (RF) input signal was also feeded from WR10 waveguide to a finline, and the intermediate frequency(IF) signal was taken to the output port through a LO-IF duplexer. This novel mixer circuit can omit a complex W-band filter compared to traditional mode. The circuit features simple design and easy assemblage. A pair of flip-chipped diodes rested on the 75 μm thick quartz substrate, which could improve the size precision of circuit, constitute the basic balanced mixing circuit. After the mixer circuit is fabricated, it owns a 90-110 GHz operating frequency, and its single side band conversion loss is better than 9 dB when the IF is fixed at 50 MHz.

Key words: 0.1 THz; single-balanced; mixer circuit; quartz substrate

收稿日期: 2016-08-05; 修订日期: 2016-09-03

作者简介: 杨大宝(1973-), 男, 高级工程师, 硕士, 主要从事 THz 固态电子器件、模型及电路设计方面的研究。

Email: 18633917542@163.com

通讯作者: 冯志红(1973-), 男, 研究员, 博士生导师, 主要从事宽禁带半导体与太赫兹固态电子器件方面的研究。

Email: ga917vv@163.com

0 引言

0.1 THz 波段的微波信号在大气中传播衰减较小,是毫米波应用的非常重要频段。随着半导体工艺、精密机加工等技术的迅速发展,0.1 THz 波段微波的应用研究得到深入发展^[1-4]。混频器是通信接收系统中的核心部件之一,将高频载频信号频率变换成中频可处理信号。混频器电路性能的好坏直接影响接收系统的整体性能,具有重要的研究意义,国际上应用鳍线、悬置微带等混合形式集成的 W 波段混频器得到迅速发展^[5-7]。

研制的是一种鳍线结构形式的 0.1 THz 波段本振反相型单平衡混频电路。这种电路形式以专用集成电路国家级重点实验室研制的混频肖特基二极管为基础,制作在石英基片上,射频和本振信号从标准波导 WR10 输入,中频信号由 SMA 接头引出,0.1 THz 波段信号输入采用鳍线微带平面形式,这种电路形式具有加工容易,便于器件集成等优势^[8],且鳍线混频器能够在宽频带范围内工作,宽带和超宽带的混频器也相继研制成功^[9-10]。

1 基本原理

本振反相型单平衡混频器由两个相同的混频二极管构成,二极管上射频电压大小相等方向相同,本振电压大小相等方向相反,这种电路结构可以抵消输出总电流中射频信号和本振偶次谐波产生的电流,抑制本振源引入的调幅噪声,改善混频器噪声系数;由于通过鳍线输入的射频信号电场与通过悬置微带线输入的本振信号电场相互正交,理论上,射频端口和本振端口能在很宽的频率范围内得到完全的射频本振隔离。此外,这种电路中频输出电流是单个管子的两倍,因此动态范围也得到加大。

2 单平衡混频器的设计

本振反相型单平衡混频器电路结构如图 1 所示,本振和射频信号分别通过标准波导从悬置微带端口和鳍线端口输入,两个混频二极管以反向并联的形式安装在鳍线和悬置微带线之间,构成鳍线悬置微带线平衡结构。

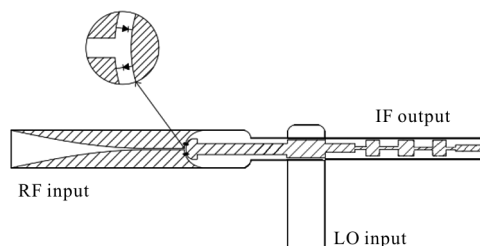


图 1 单平衡混频电路整体结构

Fig.1 Whole structure of the single-balanced mixer circuit

混频电路中本振输入信号通过波导到悬置微带的探针过渡耦合到悬置微带上,经过悬置微带线平均地加到两个二极管上,射频信号通过波导鳍线过渡变换后平均地耦合到二极管上;中频信号由微带线高低阻抗线低通滤波器引出。鳍线和悬置微带线构成 180°混合结,加到两个二极管上的本振电压反相、幅度相同,射频信号电压同相、幅度相同,满足了单平衡混频器的信号相位和幅度的基本要求。

这种混频电路形式属于一种新型的混频电路形式,而传统的 W 波段混频电路形式是:中频信号在二极管与本振波导转接悬置微带输入之间的悬置微带线取出,为中频信号提供一个反射面,可以防止中频信号泄漏到本振端,因此在本振波导到悬置微带端的过渡与中频低通滤波器之间加一个本振带通滤波器。该电路结构具有体积小,结构紧凑,稳定性好等优点。本振带通滤波器限制了混频器的工作带宽,加大了电路难度,而文中所采用的混频电路形式极大简化了电路,拓宽了其工作频率范围。

2.1 射频鳍线输入设计

0.1 THz 频段混频器通过标准矩形波导与系统连接,因此 0.1 THz 输入信号需要通过波导到相应平面传输线的过渡才能耦合到混频器件上。射频信号通过波导鳍线过渡耦合到混频二极管,波导鳍线过渡比探针过渡损耗大一些。由于波导鳍线过渡技术成熟,电路结构比 E 面探针过渡紧凑,安装较方便,其广泛应用在 W 频段电路中,并且获得了一些实用的近似表达式^[11-12],更加使其方便工程应用。为实现射频信号的同相要求,电路设计中的鳍线采用的是单面鳍线,单面鳍线不仅实现了射频信号从波导模式到鳍线微带模式的变换,也实现波导到平面微带电路的阻抗变换,易于实现电路匹配。

在 0.1 THz 频段电路中,标准矩形波导到悬置微带间的过渡由鳍线实现^[13-14]。鳍线采用余弦平方渐变

曲线的形式,过渡模型采用如下的槽宽 $w(t)$ 渐变形式公式进行仿真。

$$w(t) = \frac{b}{2} - \left(\frac{b}{2} - \frac{w}{2}\right) \sin^2\left(\frac{\pi t}{2L}\right)$$

式中: b 为波导窄边长度; w 为鳍线槽宽; t 为鳍线传输线纵向坐标; L 为鳍线渐变段长度。鳍线槽宽 w 变小, 阻抗变低, 利于二极管对射频信号的匹配。传统基板传输线中的 w 只能达到 $100 \mu\text{m}$, 当采用石英基片时, 能够进行精确加工达到 $20 \mu\text{m}$, 设计的鳍线 w 取 $20 \mu\text{m}$ 。 t 是以波导 E 面中心为原点、鳍线传输线的纵向坐标, b 是减高波导高度, L 是鳍线过渡段长度。射频信号通过波导鳍线加载到二极管上, 设计时保证 0.1 THz 中心频率, 20 GHz 带宽范围的信号反射要足够小, 确保射频信号尽可能加到混频器件上。鳍线长度 L 和光滑度是射频端口回波设计的关键因素, 渐变线越长越光滑则信号反射越小。 L 增长会使电路损耗变大, 因此设计鳍线长度 L 时需要综合折衷考虑。为降低鳍线过渡的影响, L 取 $\lambda/4$ 的整数倍。

由于采用石英基片宽度及减高波导宽度限制, 采用二级减高波导对工作频段进行优化匹配。

波导鳍线过渡仿真结构如图 2(a) 所示, 通过仿真得到鳍线过渡的 S 参数如图 2(b) 所示, 插入损耗小于

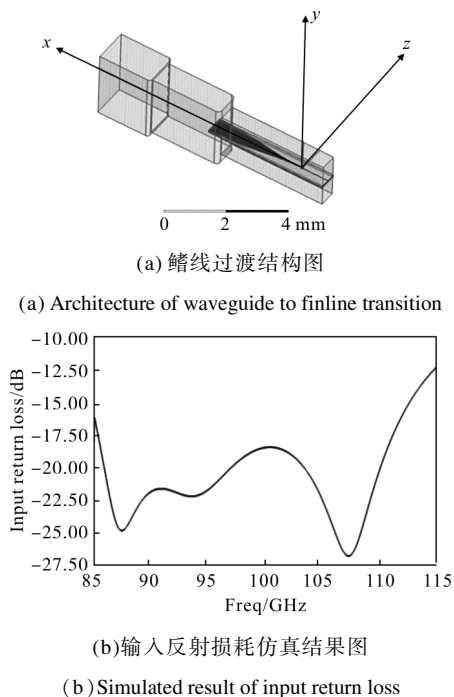


图 2 鳍线过渡结构及仿真结果图

Fig.2 Architecture and simulated result of waveguide to finline transition

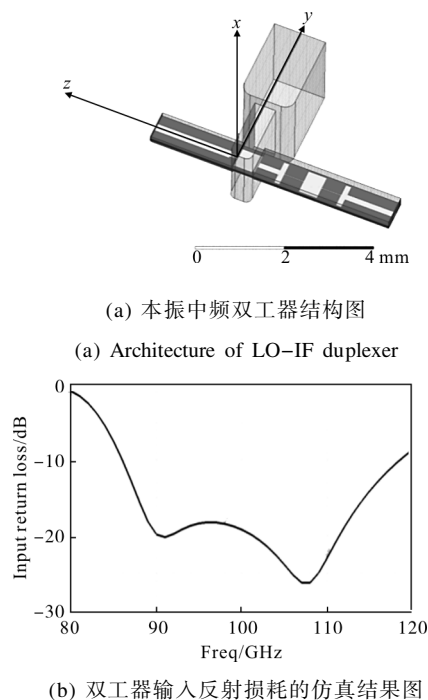
0.1 dB , 射频输入端口的反射驻波在大于 20 GHz 的带宽内基本低于 -20 dB 。

2.2 本振中频双工器设计

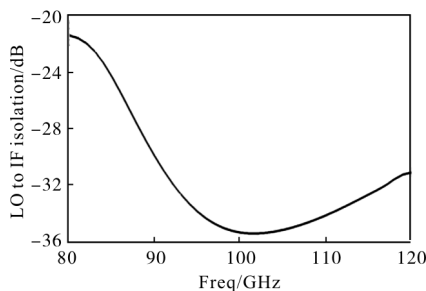
本振中频双工器的作用是: 实现本振信号从波导转换到悬置微带线^[15]; 实现射频信号和本振信号混频形成的中频信号通过低通滤波器提取出来。对其提出的要求是, 要求本振信号尽可能地耦合到混频器件上, 而不是耦合到中频输出端口; 低频滤波器的主要作用就是阻止本振和射频信号耦合到中频输出端口。

本振信号通过波导探针过渡输入, 探针过渡具有加工装配方便和工作频带宽的优点。本振输入端口到中频输出端口设计有低通滤波器, 防止本振信号和射频信号向中频信号的泄漏。中频低通滤波器采用结构简单的高低阻抗滤波器形式。图 3(a) 是混频器结构的本振中频双工器的仿真模型, 图 3(b) 是双工器的本振输入反射损耗仿真结果图, 图 3(c) 是本振中频隔离的仿真结果图。

在图 3 混频器的本振中频双工器的仿真结构中, 波导端口是本振信号输入端口, 本振信号通过过波导探针过渡到悬置微带上传输, 由于中频低通滤波器的阻挡, 本振信号不会传输到中频输出端口; 混频中频信号通过悬置微带线、探针和低



(b) 双工器输入反射损耗的仿真结果图



(c) 本振端口到中频端口隔离的仿真结果图

(c) Simulated result of LO to IF isolation

图 3 本振中频双工器的结构图和仿真结果

Fig.3 Architecture and simulated result of LO-IF duplexer

通滤波器到中频输出端口。对本振中频双工器计算机仿真时,需要将中频低通滤波器、探针过渡和悬置微带线进行整体仿真,确保本振信号通过探针过渡通过悬置微带线的插损尽量小,同时兼顾中频信号传输的插损也要尽量小,这样混频器件变频输出的中频信号传输到中频端口的插损才能足够低。

通过对本振中频双工器模型的仿真,中频输出信号在 DC-10 GHz 频率范围内,通过双工器的信号差损小于 0.6 dB;本振信号通过探针过渡通过悬置微带线耦合出的插损计算值小于 0.1 dB,中频输出端口对本振信号在 0.1 THz 频率抑制达 30 dB,有效地抑制本振信号到中频端口的泄漏。

2.3 混频器中混频器件匹配的探讨

混频器件采用的是混频二极管,首先保证使用二极管的串联电阻 R_s 及零偏压结电容 C_j 足够小,保证混频器件的截止频率 F_c 满足应用要求,一般要求截止频率是工作频率的十倍以上,混频效果才会较好。

在单平衡混频器中,二极管对相对于本振端口呈反向并联;二极管对相对于射频端口呈同向串联,其仿真电路和结果如图 4 所示,得到非线性器件的阻抗,通过软件仿真对射频输入和本振输入进行阻抗匹配。

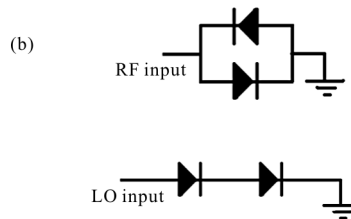
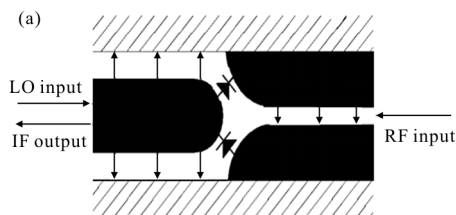


图 4 混频器件上的电场分布、RF 端二极管等效电路和 LO 端二极管等效电路

Fig.4 Electric field distribution and equivalent circuits of mixing devices for RF port and LO port

3 单平衡混频器的制作测试

混频器的性能好坏受到二极管性能优劣的直接影响,因此二极管的选择十分重要。根据混频器的设计要求,文中选用的混频二极管由专用集成电路国家级重点实验室研制,该芯片具有较小的串联电阻,较小的结电容。电路的介质基片选用具有较低介电常数的石英基片,基片厚度为 75 μm 。腔体用黄铜制成,并镀金。

将 THz 混频肖特基二极管通过倒装焊接固定于 75 μm 的石英基片上,再将基片按照仿真优化位置要求固定于混频器下盒体微带槽中,工艺偏差要求达到 $\pm 5 \mu\text{m}$ 以内。再通过定位销钉安装上盒体,完成整个混频器的安装。

按照 0.1 THz 频段单平衡混频器使用频段,搭建了测试平台,在固定中频输出频率条件下,改变本振和射频频率,由频谱仪测得中频输出功率,计算出混频器的变频损耗,如图 5 所示。

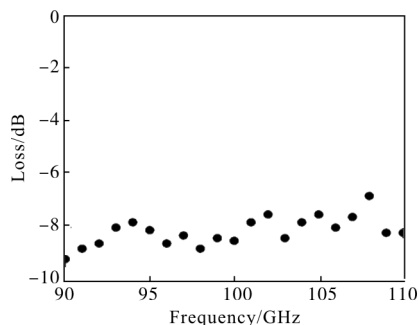


图 5 混频器变频损耗测试结果

Fig.5 Measured conversion loss of the mixer

通过测试结果可以看出,安装了鳍线单平衡混频电路的混频器在固定中频输出 50 MHz 信号时,本振功率为混频器在 90~110 GHz 频段范围内,单边带

最大插损为 9 dB。

4 结论

相对传统的 W 波段单端平衡式混频电路,研制的 0.1 THz 混频器采用一种新型的混频电路结构,中频信号从本振中频双工器输出,不接触传输本振信号的悬置微带线,降低本振信号对中频信号的干扰,可以省略复杂的中频本振带通滤波器,结构简单。为保证电路的加工精度,电路制作在石英基片上。0.1 THz 混频器在 20 GHz 范围内,变频损耗小于 9 dB,验证了这种新型电路的实用性;此外,将石英基片用于 W 波段混频器,证明其在 W 波段也可以很好地得到应用,为以后 W 波段混频器的进一步的研制提供了借鉴意义。

参考文献:

- [1] Miao Li, Huang Wei, Jiang Jun, et al. Research on a 0.17 THz Schottky varactors doublers [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2015, 44(12): 4028–4034. (in Chinese)
缪丽, 黄维, 蒋均, 等. 基于肖特基二极管的 0.17 THz 二倍频器研制[J]. 红外与激光工程, 2015, 44(12): 4028–4034.
- [2] Zhao Xiangyang, Wang Junlong, Xing Dong, et al. Parameters model of terahertz planar Schottky diode [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45 (12): 1225004. (in Chinese)
赵向阳, 王俊龙, 邢东, 等. 太赫兹平面肖特基二极管参数模型[J]. 红外与激光工程, 2016, 45(12): 1225004.
- [3] Wang Junlong, Yang Dabao, Xing Dong, et al. Research of 0.2 THz broadband unbalanced multiplier circuit[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2017, 46(1): 0106003. (in Chinese)
王俊龙, 杨大宝, 邢东, 等. 0.2 THz 宽带非平衡式倍频电路研究[J]. 红外与激光工程, 2017, 46(1): 0106003.
- [4] He Yue, Jiang Jun, Lu Bin, et al. High efficiency 170 GHz balanced Schottky diode frequency doubler [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2017, 46(1): 0120003. (in Chinese)
何月, 蒋均, 陆彬, 等. 高效 170 GHz 平衡式肖特基二极管倍频器[J]. 红外与激光工程, 2017, 46(1): 0120003.
- [5] Kenneth Louie. A W-band wideband crossbar mixer [J]. *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, 1982, 82(1): 369–371.
- [6] Meier P J. E-plane W-band printed-circuit balanced mixer [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1983, 31(2): 227–230.
- [7] Oh J, Moon S, Kang D S. High-performance 94-GHz single-balanced diode mixer using disk-shaped GaAs Schottky diodes[J]. *IEEE Electron Device Letters*, 2009, 30, (3): 206–208.
- [8] Xue Liangjin. Millimeter Wave Engineering Foundation [M]. Harbin: Harbin Institute of Technology Press, 2004. (in Chinese)
薛良金. 毫米波工程基础[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2004.
- [9] Chang K, English D M, Tahim R S, et al. W-band (75–110 GHz) microstrip components[J]. *IEEE Trans Microwave Theory & Tech*, 1985, 33(12): 1375–1382.
- [10] Tahim R S, Pham T, Chang K. W-band low noise integrated circuit crossbar and finline mixers with over 20 GHz instantaneous RF bandwidth[J]. *IEEE MTT-S Digest*, 1983, 83(1): 290–292.
- [11] Wolfgang Menzel, Heinrich Callsen. Integrated fin-line components and subsystems at 60 and 94 GHz [J]. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 1983, 31(2): 142–146.
- [12] Sharma A K, Hoefer W J R. Empirical expression finline design [J]. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1983, 31: 350–356.
- [13] Pramanick P, Bhartia P. Accurate analysis equation and synthesis technique for unilateral finline [J]. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1985, 33: 24–30.
- [14] Knorr J B, Shayda P M. Millimeter wave finline characteristics [J]. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1980, 28: 737–743.
- [15] Yoke-Chow Leong, Weinreb S. Full band waveguide-to-microstrip probe transition [J]. *IEEE MTT-S*, 1999, 4: 1435–1438.