

紧凑结构的宽带毫米波单片 IQ 混频器的设计^①李 芹^② 徐雷钧 李 伟

(东南大学射频和光电集成电路研究所 南京 210096)

摘 要 采用 $0.15\mu\text{m}$ 砷化镓晶圆高迁移率场效应管工艺设计了一种结构紧凑的 26 ~ 40GHz 的毫米波无源单片电路 IQ 混频器。该混频器采用环形二极管和新颖的中频提取电路结构,并把螺旋型 Marchand 巴伦(平衡-不平衡变换器)用于本振端和射频端,将单端信号转换成差分信号,极大地缩小了芯片的面积,整块芯片面积为 $1.5\text{mm} \times 1.35\text{mm}$ 。芯片在片测试结果表明混频器性能良好,变频损耗在 26 ~ 40 GHz 射频频带范围内为 $-6.5 \sim -13\text{dB}$,中频带宽为 DC ~ 6GHz,镜像抑制度(IMRR)在 18 ~ 26dB 之间,本振到射频的隔离度大于 23dB,本振到中频的隔离度大于 29dB,射频到中频的隔离度大于 26dB。

关键词 IQ 混频器,耦合器,巴伦,变频损耗,镜像抑制度,单片电路

0 引言

IQ 混频器是镜像抑制混频器的核心部分。镜像抑制混频器不仅能够进行频率变换,还具有自动识别和抑制镜像信号的功能,因而成为宽频带高速微波接收机中不可或缺的关键部件。高性能宽频带镜像抑制混频器的研制是一个重要课题。

IQ 混频器由两个双平衡混频器(double balanced mixer, DBM)、一个本振(LO) 3dB 正交耦合功分器、一个射频(RF)宽带等功率分路器组成。目前文献所报导的毫米波频段的双平衡结构混频器常采用 Marchand 巴伦(巴伦指平衡-不平衡变换器,“巴伦”是“平衡-不平衡变换器”的英文缩写“Balun”的音译),或采用 Lange 电桥来作为巴伦^[1]。Marchand 巴伦的优点是工作频带较宽,而缺点是尺寸较大,造成芯片成本过高。Marchand 巴伦结构在传统结构上有多种衍生,有多线耦合式、折叠式及螺旋结构。Maas 等人采用传统的 Marchand 巴伦结构设计了一种性能良好的环形混频器^[2],在此设计中, Marchand 巴伦的尺寸大概为 $\lambda/2$ 左右,占芯片较大面积。Trantanella 设计了一种砷化镓工艺的螺旋巴伦并提取出相关的集总参数模型^[3],随后 Huang 等也针对硅基螺旋结构的 Marchand 巴伦做了类似的研究^[4]。Wei 等采用标准 CMOS 工艺设计了螺旋结构的

Marchand 巴伦用于阻性混频器^[5],但变频损耗性能指标严重恶化。另外 Chuang 等还采用折叠式 Marchand 巴伦来设计环形混频器以减小芯片面积^[6]。Lan 等人还采用特殊的砷化镓集成电路工艺设计了四层金属所构成的折叠式 Marchand 巴伦,工作带宽为 2 ~ 22GHz^[7]。本文使用 Win $0.15\mu\text{m}$ 砷化镓晶圆高迁移率场效应管工艺设计了一种毫米波无源单片 IQ 混频器。该芯片中的混频器使用了螺旋 Marchand 巴伦加载射频和本振信号,经过电磁场仿真和优化设计,在保证较低变频损耗的前提下可大大地减少芯片尺寸,降低芯片研制成本。该混频器在 26 ~ 40GHz 频带范围内的变频损耗为 $-13 \sim -6.5\text{dB}$,镜像抑制度大于 18dB,中频带宽为 DC ~ 6 GHz。

1 电路原理及设计

1.1 基本原理

IQ 混频器结构框图如图 1 所示。该混频器就是利用射频(RF)端口两路平衡混频器,借助本振(LO)端口的 3dB 正交电桥,使两个混频器产生 I 路和 Q 路中频(IF)信号。本振输入端的 3dB 正交电桥采用 Lange 电桥,具有宽频带较好的幅度和相位平衡特性;射频输入采用 Wilkinson 功分器,输出两路幅相一致的信号。本节重点介绍双平衡混频器的设计。

① 973 计划(2010CB327404)和国家自然科学基金(60901012)资助项目。

② 女,1977 年生,博士,副教授;研究方向:微波毫米波单片集成电路设计;联系人, E-mail: liqin_iroi@seu.edu.cn (收稿日期:2011-11-29)

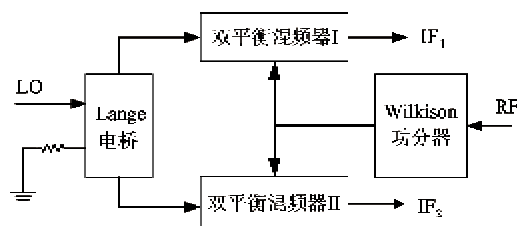


图 1 镜像抑制混频器结构框图

1.2 双平衡混频器设计

传统的环形混频器原理图如图 2 所示。这种双平衡混频器由四部分组成：射频巴伦、本振巴伦、环形二极管对、中频提取电路。双平衡二极管混频器使用 4 个二极管构成环形结构使得本振和射频都得到平衡，抑制了 RF 和 LO 信号的偶次谐波，各端口之间的隔离度也得到了改善。

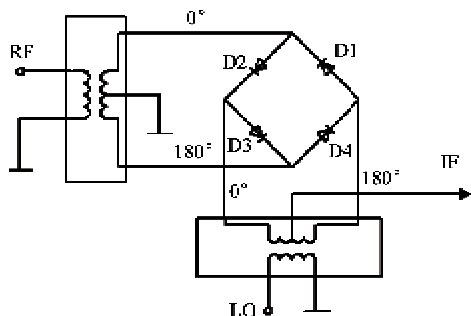
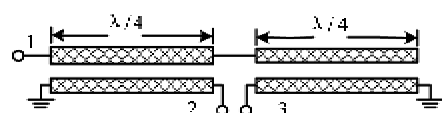
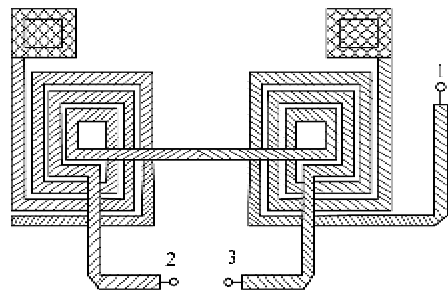


图 2 双平衡混频器原理图

在双平衡混频器电路中，巴伦的好坏直接影响混频器的性能。Marchand 巴伦具有较好的宽带性能。它由两组耦合线构成，每一组耦合线长为 $\frac{\lambda}{4}$ 波长，如图 3(a) 所示，其结构简单并具有对低偶模阻抗不敏感的特性。但这种巴伦结构的物理长度大概为半个波长，占过大的芯片面积，制造成本过高。因此在本次芯片设计中，为了降低 Marchand 巴伦尺寸，将 Marchand 巴伦的两组串联耦合线变换成螺旋线结构，进而减小整个芯片的面积。如图 3(b) 所示，螺旋结构的 Marchand 巴伦的 1 端口为单端信号端口，而 2 端口和 3 端口为差分信号端口。为了保证螺旋 Marchand 巴伦的高 Q 值，要设计成空心螺旋结构。同时螺旋 Marchand 巴伦的尺寸不能盲目过小，使得绕线匝数增加，巴伦的自谐振频率严重下降，影响工作带宽。在设计时，要采用三维电磁仿真软件进行电磁仿真，得到 S 参数，代入电路原理图中与二极管对连接并进行联合仿真和优化，才能确定最终参数。



(a) 传统结构巴伦



(b) 螺旋结构巴伦

图 3 Marchand 巴伦

中频提取电路设计非常重要，通常在射频巴伦上直接进行提取。中频信号从射频巴伦上提取时，必须保证射频信号耦合接地，而不是串扰到中频端口。本设计中采用电容和电感串联谐振的方式来达到射频信号的接地，同时保持中频信号的开路。具体中频提取电路如图 4 所示：谐振电路中的电感采用短路高阻微带线替代，中频信号从中心处提取。在频率为 26 ~ 40GHz 时，信号基本被 LC 串联谐振网络吸收，而当信号频率低于 6GHz 时（对应中频频率），则基本上可以通过中频提取电路到达中频端口。

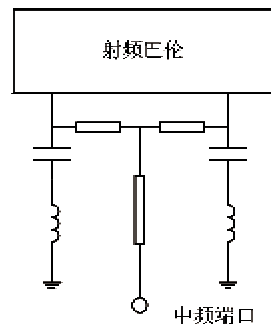


图 4 中频提取电路

1.3 3dB 电桥与功分器的设计

在砷化镓微波芯片中设计 90° 定向耦合器，主要选择耦合微带线结构。为了提高耦合线之间的耦合系数，使之达到 3dB，一般采用 Lange 耦合器来实现紧耦合，如图 5 所示。Lange 中相互连接的四根耦合线，很容易达到 3dB 的耦合系数，并具有较宽的带宽。输出两端口之间有 90 度的相位差保证输出信号为正交特性。在单片电路应用中，Lange 耦合器耦合线的连接可以通过介质桥或者空气桥来连

接,并且单片精细工艺可以保证线间窄的间距。Lange 的解析公式如下^[8,9]:

$$Z_{0o} = Z_0 \left(\frac{1-c}{1+c} \right)^{1/2} \frac{(k-1) \cdot (1+q)}{(c+q) + (k-1) \cdot (1-c)} \quad (1)$$

$$Z_{0e} = Z_{0o} \frac{(c+q)}{(k-1) \cdot (1-c)} \quad (2)$$

式中, q 为 $q = [c^2 + (1-c^2) \cdot (k-1)^2]^{1/2}$, k 是 Lange 微带线的指数,而 c 是电压耦合系数, Z_0 是端口的匹配阻抗, Z_{0o} 为耦合线的奇模特性阻抗值, Z_{0e} 为耦合线的偶模特征阻抗值。图 5 中 S 为 Lange 中耦合线间距, W 为耦合线的线宽, l 为耦合线的长度。

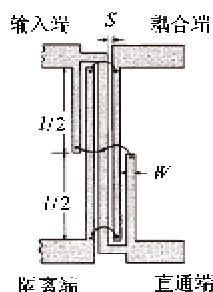


图 5 Lange 电桥结构图

求得了 Z_{0o} 和 Z_{0e} 就可求得相应的 W/h 和 S/h 。由经验可知,当 S 越小,耦合越紧,但对输入输出端口的驻波影响就越敏感。 l 一般取值长度略小于中心频率波长的 $1/4$ 。

在设计中需要考虑输出端与双平衡混频器的本振巴伦输入端之间的匹配,首先使用微带线电路模型对功分器进行初步的仿真,然后再对其进行电磁场的仿真和优化,得到最优的线宽和分支线长度。

射频输入功分器可以采用传统的 Wilkison 功分器来满足要求,也是采用如上的方法进行设计优化。

2 版图及测试

本次设计的 IQ 混频器使用 Win 公司 $0.15\mu\text{m}$ InGaAs pHEMT 工艺, pHEMT 管子的栅长为 $0.15\mu\text{m}$, f_T 为 85GHz 。其中用于无源混频器的肖特基二极管是把 pHEMT 器件的源极和漏极短接在一起构成的。本设计中的二极管取最小栅宽尺寸为 $10\mu\text{m}$, 叉指数为 1。本工艺有两层金属走线,顶层金属厚度为 $2\mu\text{m}$,底层金属为 $1\mu\text{m}$ 。砷化镓衬底厚度为 $100\mu\text{m}$,介电常数为 12.9。

芯片实物的显微照片如图 6 所示,尺寸为 $1.5\text{mm} \times 1.35\text{mm}$ 。整个 IQ 混频器的版图分为 4 个部分:两个双平衡混频器、一个 Wilkison 功分器和一个 Lange 耦合器。左右输入 GSG (ground-signal-ground) 焊盘分别为 LO 信号焊盘和 RF 信号焊盘,上下两个对称的 GSG 焊盘为中频输出信号焊盘。考虑到信号之间的相互隔离和各部件的对称性,对版图进行了仔细的调整和布局,保证了 I 路和 Q 路混频器的完全对称。焊盘间距为 $150\mu\text{m}$ 。

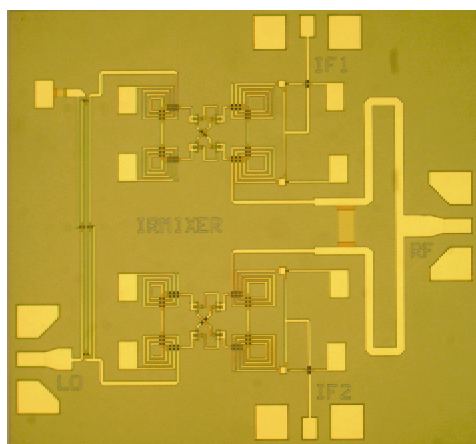
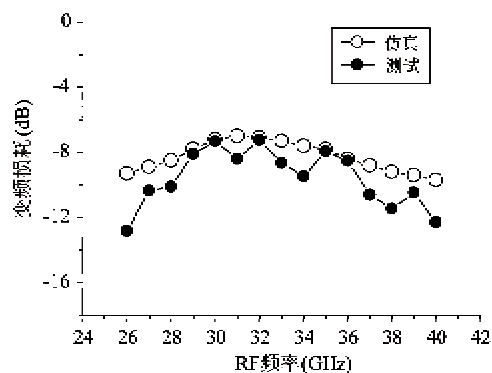


图 6 IQ 混频器芯片显微照片

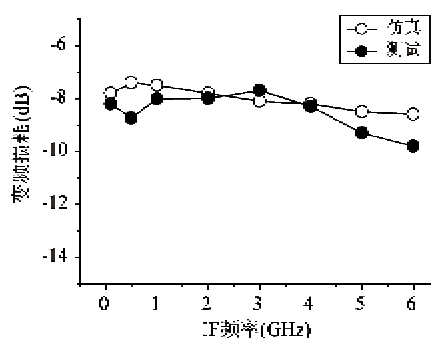
该芯片采用 CASCADE 探针台在片测试,使用 Agilent E8257D 射频信号发生器, ROHDE&SCHWARZS MP04 射频信号发生器作为本振源和射频源,使用 Tektronix TDS5104 示波器、Agilent E4440A 频谱分析仪、Agilent 8363E 矢量网络分析仪测量变频损耗、镜像抑制度和隔离度。

图 7 为 IF 为 0.5GHz 时的变频损耗仿真与测试结果曲线图。从测试结果可以看到变频损耗在 $29 \sim 36\text{GHz}$ 大于 -9dB ,而频段两端的变频损耗性能略差一些。主要原因在于螺旋巴伦和 Lange 电桥的带宽受限。螺旋型结构巴伦的尺寸远远小于 Marchand 巴伦,但它的宽带特性逊于 Marchand 巴伦,本设计的螺旋型结构巴伦的有效带宽大约在 $30 \sim 40\text{GHz}$ 左右,超过这个频段,螺旋型结构巴伦插入损耗明显增加。同样 Lange 电桥所设计的带宽也是在 $32 \sim 38\text{GHz}$ 左右,带宽以外的插入损耗特性会变差。因此巴伦和 3dB 耦合电桥的带宽特性导致了 IQ 混频器变频损耗性能在频带高端和低端变差。图 8 为变频损耗随 IF 频率变化的曲线图。从图中可以看到,当射频频率为 30GHz 时,变频损耗的频响特性较为平稳,大于 -10dB 。



($f_{IF} = 0.5\text{GHz}$, $f_{LO} = f_{RF} + f_{IF}$, $P_{LO} = 16\text{dBm}$)

图 7 变频损耗随射频频率变化曲线



($f_{RF} = 30\text{GHz}$, $f_{LO} = f_{RF} + f_{IF}$, $P_{LO} = 16\text{dBm}$)

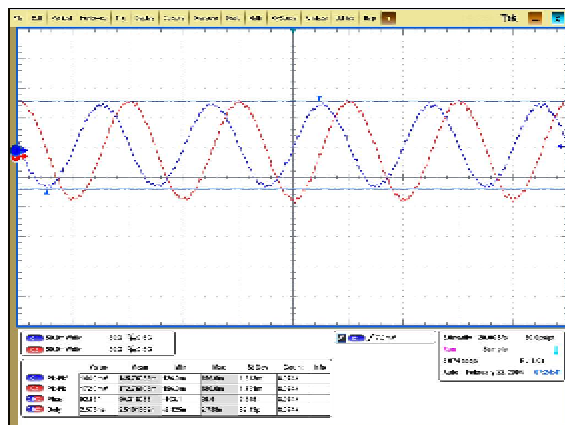
图 8 变频损耗随中频频率变化曲线

镜像抑制度 (image rejection ratio, IMRR) 的测量是通过实时示波器观察 2 路 IF 输出, 分别读出相位差 $\Delta\theta$ 和幅度差 $\Delta\alpha$ 。最后根据公式

$$IMRR = \frac{1 + (1 + \Delta\alpha)^2 + 2(1 + \Delta\alpha)\cos\Delta\theta}{1 + (1 + \Delta\alpha)^2 - 2(1 + \Delta\alpha)\cos\Delta\theta} \quad (3)$$

计算出镜像抑制度。式(3)中, $\Delta\alpha$ 和 $\Delta\theta$ 是 I 路和 Q 路中频信号的幅度误差和正交相位误差。

其中 2 路中频信号输出的波形如图 9 所示。在

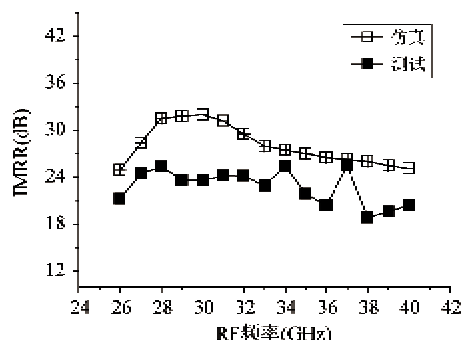


($f_{IF} = 100\text{MHz}$, $f_{RF} = 30\text{GHz}$, $f_{LO} = f_{RF} + f_{IF}$, $P_{LO} = 16\text{dBm}$)

图 9 I 路中频与 Q 路中频信号输出波形

中频频率为 100MHz 时, 从示波器显示的波形可以看出 2 路输出的中频信号幅值基本相等, 相位相差 92.3° 。

从镜像抑制度测试曲线 (图 10) 可以看出, 在 26 ~ 40GHz 频段, IQ 混频器镜像抑制度大于 18dB。IQ 混频器 26 ~ 30GHz 时特性变差较为明显。主要原因是 Lange 电桥带宽有限。在频率低端和高端, 3dB 定向耦合器的幅度平衡度变差, 即直通端和耦合端的输出信号幅度不再相同, 因而进入两路双平衡混频器的本振信号的信号幅度差异明显, 从而导致所产生的 I 路和 Q 路中频信号幅度误差变大, 即公式(3)中的 $\Delta\alpha$ 变大, 最终 IMRR 变差。另外螺旋结构巴伦带宽受限, 也会导致 I 路和 Q 路中频幅度和正交相位产生误差, 导致 IMRR 变差。



($f_{IF} = 100\text{MHz}$, $f_{LO} = f_{RF} + f_{IF}$, $P_{LO} = 16\text{dBm}$)

图 10 镜像抑制度测试曲线

图 11 是隔离度 (isolation) 的测试曲线。本振到射频的隔离度在整个频段大于 23dB, 在中间频段的 34GHz 处达到最大值 57dB, 在低频端和高频端有所变差, 其中低频端变差的较为明显。本振到中频的隔离度在 29 ~ 58dB 范围内变化。射频到中频的隔离度在 26 ~ 48dB 范围内变化。

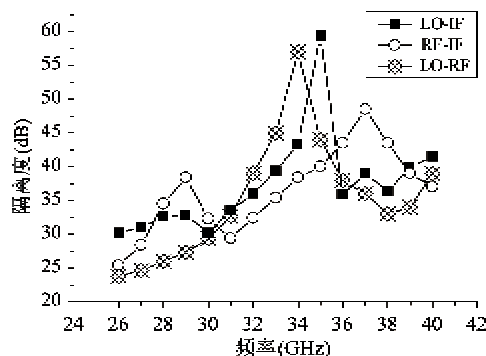


图 11 混频器端口间隔离度

3 结 论

本研究进行的 26 ~ 40GHz 宽带毫米波单片 IQ 混频器的设计表明,使用螺旋结构的 Marchand 巴伦可以有效地缩小芯片的面积。本设计中,I 路和 Q 路的混频器采用双平衡无源混频器结构。在设计电路时对混频器的各个部件进行了电磁场仿真和优化,然后一起进行联合仿真。使用 Win 0.15 μm GaAs pHEMT 工艺对该混频器进行了流片,在片测试结果表明混频器的变频损耗为 -13 ~ -6.5dB,中频带宽为 DC ~ 6GHz,镜像抑制度在 18 ~ 26dB 之间,各端口之间具有良好的隔离度,测试结果与仿真结果相比具有较好的一致性,达到了设计的预期目标。本设计中螺旋型巴伦的使用极大地缩小了芯片的面积。但螺旋结构的巴伦和传统结构的 Marchand 巴伦相比,无论从带宽特性还是插入损耗来讲,还是具有一定的差距。因此如何设计结构紧凑而又特性优良的微波毫米巴伦,还有待进一步的深入研究。

参考文献

- [1] Lai Y A, Lin C M, Lin C H, et al. A new Ka-band doubly balanced mixer based on Lange coupler. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2008, 18(7): 458
- [2] Maas S A, Yamada F M, Oki A K, et al. An 18-40 GHz monolithic ring mixer. In: *Proceedings of the 1998 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, Baltimore, USA, 1998. 29-32
- [3] Trantanella C J. Ultra-small MMIC mixers for K-and Ka-band communications. In: *Proceedings of the 2000 IEEE MTT-s International Microwave Symposium Digest*, Boston, USA, 2000. 647-650
- [4] Huang C H, Chen C H, Horng T S. Design of Marchand balun of spiral shape using physical transformer model on silicon integrated passive device substrate. In: *Proceedings of the 2010 IEEE Radio and Wireless Symposium*, LA, USA, 2010. 456-459
- [5] Wei H J, Meng C C, Tsung K C, et al. 12 ~ 18 GHz resistive mixer with a miniature Marchand Balun using standard CMOS process. In: *Proceedings of the 2009 IEEE Asia Pacific Microwave Conference*, Yokohama, Japan, 2009. 2312-2315
- [6] Chuang H C, Lin C M, Wang Y H. A K- to Ka-band broadband doubly balanced monolithic ring mixer. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2008, 18(6): 401
- [7] Lan X, Fong F, Kintis M, et al. Ultra-wideband Balun using multi-metal GaAs MMIC technology. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2010, 20(8): 474-476
- [8] Osmani R M. Synthesis of Lange couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1981, 29(2): 168-170
- [9] Wang L, Xiong Y Z, Zhang B, et al. Lange coupler design for Si-ICs up to 170GHz in 0.13 μm SiGe BiCMOS. In: *Proceedings of the 2009 Radio-Frequency Integration Technology International Symposium*, Singapore, 2009. 64-67

Design of a highly compact broadband millimeter-wave monolithic IQ mixer

Li Qin, Xu Leijun, Li Wei

(Institute of RF- & OE-ICs, Southeast University, Nanjing 210096)

Abstract

A highly compact 26-40GHz monolithic passive IQ mixer was designed and implemented by using a 0.15 μm GaAs pseudomorphic high electron-mobility transistor (pHEMT) process. The microwave monolithic integrated circuit of the mixer incorporates ring quad diodes and an advanced intermediate frequency (IF) extraction circuit, and it uses the spiral Marchand balanced to unbalanced transformer (Balun) to provide balanced radio frequency (RF) and local oscillator (LO) signals and reduce the die size. Its total size is less than 1.5mm $\times$ 1.35mm. The on-wafer measurement results show the mixer's good performance below: a low conversion loss of -6.5 to -13dB, an image rejection of 18 ~ 26dB over a 26 ~ 40GHz RF bandwidth, and a DC ~ 6GHz IF bandwidth. The IQ mixer also presents its high isolation performance: the LO-RF isolation of more than 23dB, the LO-IF isolation of no less than 29dB, and the RF-IF isolation of more than 26dB.

Key words: IQ mixer, coupler, Balun, conversion loss, image rejection ratio, monolithic integrated