

文章编号: 2095-4980(2019)02-0179-05

120 GHz GaAs MMIC 双平衡式基尔伯特混频器

张 亮^{a,b}, 陈凤军^{a,b}, 罗显虎^{a,b}, 韩江安^{a,b}, 程 序^{a,b}, 成彬彬^{a,b}, 邓贤进^{a,b}

(中国工程物理研究院 a.微系统与太赫兹研究中心, 四川 成都 610200; b.电子工程研究所, 四川 绵阳 621999)

摘 要: 作为低频段混频电路中的典型拓扑结构, 基尔伯特单元在毫米波、太赫兹领域的应用较少, 在 III-V 族化合物半导体单片微波集成电路(MMIC)设计中, 超过 100 GHz 的基尔伯特混频器很少有文献报导。基于 70 nm GaAs mHEMT 工艺, 设计了一款 120 GHz 的双平衡式基尔伯特混频器, 同时对该混频器版图结构进行优化改进, 提升了混频器中频差分输出端口间的平衡度。仿真结果显示该混频器在本振输入 0 dBm 功率时, 在 100~135 GHz 频率范围内有 (-7.6 ± 1.5) dB 的变频损耗, 射频输入 1 dB 压缩点为 0 dBm@120 GHz, 中频输出带宽大于 10 GHz, 差分输出信号间的功率失配 <1 dB, 相位失配 $<4^\circ$ 。该芯片直流功耗为 90 mW, 面积为 1.5 mm $\times$ 1.5 mm。

关键词: 双平衡式基尔伯特混频器; GaAs mHEMT 工艺; 单片微波集成电路

中图分类号: TN45

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201902.0179

120 GHz GaAs MMIC double-balanced Gilbert mixer

ZHANG Liang^{a,b}, CHEN Fengjun^{a,b}, LUO Xianhu^{a,b}, HAN Jiang'an^{a,b},
CHENG Xu^{a,b}, CHENG Binbin^{a,b}, DENG Xianjin^{a,b}

(a. Microsystem and Terahertz Research Center, Chengdu Sichuan 610200, China; b. Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: As a standard topology in low frequency region, the double-balanced Gilbert mixer is seldom applied in millimeter-wave and terahertz range. For compound semiconductor Monolithic Microwave Integrated Circuit(MMIC) design, few literature focuses on Gilbert mixer above 100 GHz. In this paper, a 120 GHz double-balanced Gilbert mixer is designed based on 70 nm GaAs High Electron Mobility Transistors(mHEMT) technology. And the layout is modified to improve the IF output balance performance. The simulated results show that within 100–135 GHz, the conversion loss is (-7.6 ± 1.5) dB with $P_{LO}=0$ dBm. The P_{1dB} of RF input is 0 dBm@120 GHz. The bandwidth of IF is above 10 GHz and the differential IF output ports own an imbalance performance better than 1 dB and 4° . The chip consumes a DC power of 90 mW and the chip size is 1.5 mm $\times$ 1.5 mm.

Keywords: double balanced Gilbert mixer; GaAs mHEMT; Monolithic Microwave Integrated Circuit

近年来, 毫米波/太赫兹高速无线通信系统的发展十分迅猛, 收发前端集成电路作为无线通信系统中的核心模块, 其性能直接决定了无线通信系统的优劣。而混频器又是收发前端集成电路中的关键部件: 发射机前端将要发射的低频信号转换成高频信号, 接收机前端将接收到的高频信号转换成低频信号, 频率转换功能是由混频器实现的。相较于无源混频器^[1], 有源混频器具有较低的变频损耗甚至具备一定的变频增益, 因而可以有效降低收发链路对噪声的要求; 同时有源混频器对本振功率的需求较低, 这在毫米波/太赫兹应用中至关重要, 因为高频高功率纯净的本振信号目前仍难以实现。在有源混频器中, 基于基尔伯特单元的平衡式混频器备受关注, 它具有端口隔离度高、无用谐波少、线性度高等优势。

相比于硅基互补金属氧化物半导体(Complementary Metal Oxide Semiconductor, CMOS)工艺, GaAs HEMT 工艺具有更优的电子迁移率、击穿电压和禁带宽度, 更适于毫米波、太赫兹单片集成电路设计。基于 GaAs 工艺的平衡式基尔伯特混频器也越来越受到研究人员的重视。2012 年, 基于 0.15 μ m GaAs pHEMT 工艺, Hsuan-Ling Kao 等在文献中阐述了 30~65 GHz 的宽带双平衡式吉尔伯特混频器^[2]; 2013 年, 该团队又报道了低本振功

率驱动的 V 波段双平衡式吉尔伯特混频器^[3]。2016 年, 基于 $0.1\ \mu\text{m}$ GaAs pHEMT 工艺, 文献阐述了具有高变频增益的 67~80 GHz 双平衡式吉尔伯特混频器^[4]。然而高于 100 GHz 的 GaAs MMIC 混频器仍以无源^[1,5]或是非平衡式^[6]电路结构为主, 基尔伯特平衡式混频器鲜有文献报导。

本文基于 OMMIC 70 nm GaAs mHEMT 工艺, 设计了一款 120 GHz 的双平衡式基尔伯特混频器; 为提升混频器中频差分输出端口间的平衡度, 对混频器版图结构进行了优化改进。电路原理图和版图联合仿真结果显示, 该混频器 3 dB 变频损耗带宽为 100~135 GHz, 差分输出信号间的功率失配 $<1\ \text{dB}$, 相位失配 $<4^\circ$ 。且该混频器还具有较低的本振功率驱动需求(0 dBm)、较高的线性度($P_{1\text{dB}}=0\ \text{dBm}@120\ \text{GHz}$)及端口隔离度等特性。

1 电路设计

基于基尔伯特单元的双平衡式混频器电路结构如图 1(a)所示。三端口巴伦结构将单端输入信号转化为双端差分信号, 本振 LO 信号通过巴伦作用于两对开关管($M_1\sim M_4$), 射频 RF 信号通过巴伦作用于跨导放大管($M_5\sim M_6$), 中频 IF 差分信号通过源级跟随器($M_7\sim M_8$)输出。源级跟随器可提升中频信号的输出驻波, 同时隔离后续中频电路对混频器阻抗的影响。跨导放大管 M_5/M_6 将射频输入电压信号转化为电流信号的同时对输入信号进行放大, 增益正比于 M_5/M_6 的跨导 G_m ; 开关管 $M_1\sim M_4$ 对射频电流信号进行通断选择以实现电流换向混频功能。因此, 跨导放大管 M_5/M_6 需工作在饱和区, 开关管 $M_1\sim M_4$ 需工作在夹断点(pinch-off point)。通常选用大尺寸的跨导管及小尺寸的开关管可以实现较高的变频增益, 然而为降低本振功率和直流功耗的需求, 设计采取工艺所能提供的最小尺寸晶体管($2\ \mu\text{m}\times 15\ \mu\text{m}$)来构建基尔伯特混频器。

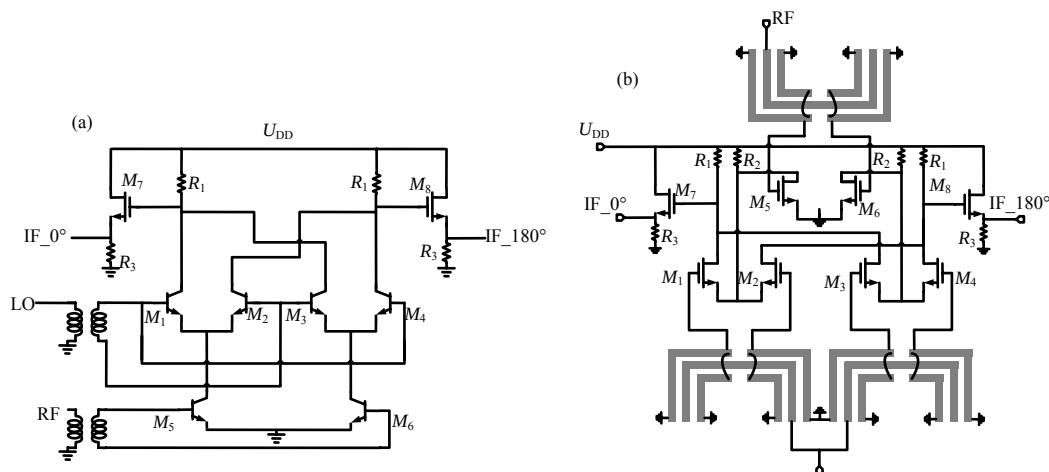
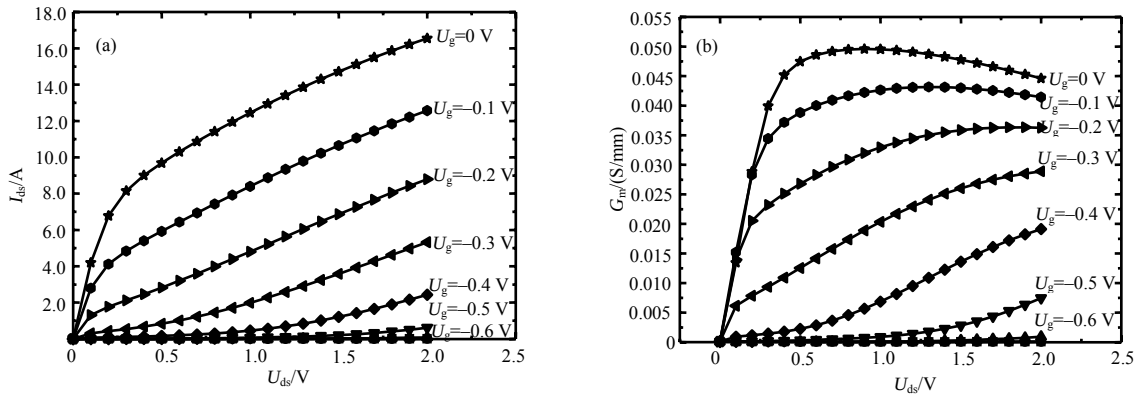


Fig.1 (a) Traditional schematic of double balanced Gilbert mixer and (b) proposed topology
图 1 (a) 传统双平衡式基尔伯特混频器结构和(b) 本文采用的电路结构

传统平衡式基尔伯特混频器的版图结构并不适用于毫米波/太赫兹频段^[7]。开关管 $M_1/M_2(M_3/M_4)$ 需要较为理想的差分本振驱动信号, 而图 1(a)所示传统结构的版图具有非对称性, 且交叠传输线间存在寄生耦合, 因而本振差分信号在到达 $M_1/M_2(M_3/M_4)$ 时存在一定的幅度/相位失配。这在毫米波/太赫兹应用中会极大降低混频器的工作效率, 并导致中频差分输出信号间的失配。采用图 1(b)所示的电路结构能够有效缓解这一问题, 本振信号通过 T 形结均分到巴伦的输入端, 2 个相同尺寸的巴伦产生两对本振差分信号分别驱动开关管对, 实现较为理想的差分本振驱动信号。同时, 采用电流注入技术, 在开关管对源漏间加入电阻 R_2 提供跨导放大管 M_5/M_6 的电流, 可使 $M_1\sim M_4$ 尽可能工作在夹断点, 并降低负载电阻 R_1 上的压降, 相应地提升 R_1 的阻值则可以进一步提升混频器的变频增益。

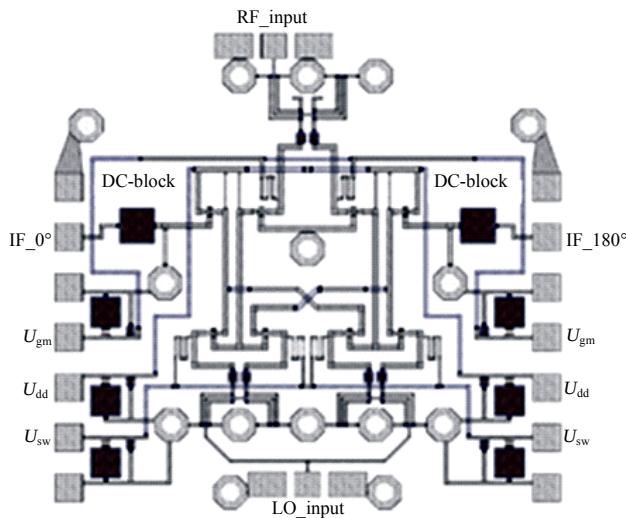
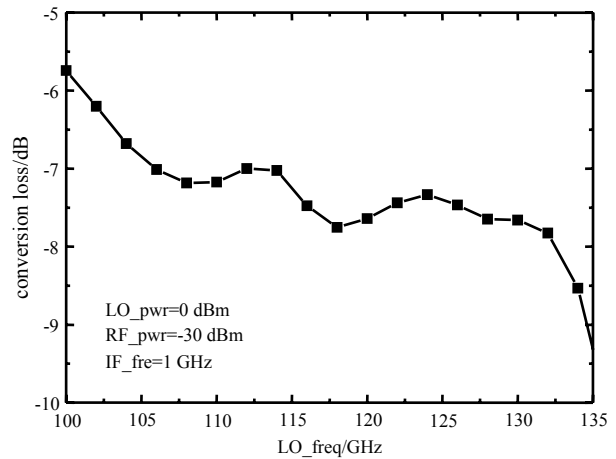
为设计 120 GHz 混频器, 针对 $2\ \mu\text{m}\times 15\ \mu\text{m}$ 尺寸的 GaAs mHEMT 管进行了精确建模, $I-U$ 曲线及跨导 G_m-U 曲线如图 2 所示。从 $I-U$ 曲线中可以得到混频器跨导管的偏置电压及开关管的夹断电压。为获得较好的跨导 G_m 值和适中的直流功耗, 设计中取开关管电压 $U_{gs}=-0.5\ \text{V}$, 跨导管电压 $U_{gm}=-0.15\ \text{V}$, $U_{ds}=1\ \text{V}$ 。

作为混频器设计的关键部件, 巴伦将本振/射频信号由单端转化为双端差分信号以实现平衡式混频功能, 巴伦差分输出信号间的平衡度直接决定了混频器的工作效率及中频差分输出的失配程度。平面马逊巴伦具有良好的平衡度和优异的带宽^[8], 被广泛应用于平衡式混频器设计, 如图 1(b)所示。

Fig.2 (a) I_{ds} - U_{ds} curves and (b) G_m - U_{ds} curves of GaAs mHEMT图 2 GaAs mHEMT(a) I_{ds} - U_{ds} 曲线和(b) G_m - U_{ds} 曲线

2 仿真结果

本文采用 OMMIC 70 nm GaAs mHEMT 工艺, 该工艺 mHEMT 管的振荡频率 $f_{\max}=300$ GHz, 包含 3 层金属、金属-绝缘体-金属(Metal Insulator Metal, MIM)电容等无源器件。双平衡式基尔伯特混频器的版图如图 3 所示, 芯片尺寸为 $1.5\text{ mm}\times 1.5\text{ mm}$ 。其中 $U_{dd}=4.5\text{ V}$ 提供基尔伯特单元漏级和源级跟随器栅/漏级的电压, $U_{sw}=-0.5\text{ V}$ 通过 $1\ 500\ \Omega$ 的栅极电阻提供开关管 $M_1\sim M_4$ 的电压, $U_{gm}=-0.15\text{ V}$ 通过 $1\ 500\ \Omega$ 的栅极电阻提供跨导管 $M_5\sim M_6$ 的电压。各直流通路上均添加了旁路电容以实现射频/直流信号间的隔离。为实现较好的混频特性, 负载电阻 R_1 与电流注入电阻 R_2 均为 $1\ 200\ \Omega$, 源级跟随器源极电阻 R_3 为 $500\ \Omega$ 。射频/本振端的马逊巴伦通过一个隔直电容提供高频差分信号, 中频差分信号通过隔直电容 AC 耦合输出。

Fig.3 Layout of mixer
图 3 混频器版图Fig.4 Conversion loss versus LO frequency
图 4 变频损耗随本振频率的变化

设置中频频率 $f_{IF}=1\text{ GHz}$, 本振功率 $P_{LO}=0\text{ dBm}$, 射频功率 $P_{RF}=-30\text{ dBm}$, 进行电路原理图和版图联合仿真, 得到混频器变频特性如图 4 所示, 变频损耗 $CL=-7.6\text{ dB}@120\text{ GHz}$, 且 3 dB 带宽为 $100\sim 135\text{ GHz}$ 。无线通信系统中的比特误码率、信噪比均对混频器的正交/差分输出信号有一定要求, 因而高平衡度信号输出是下混频器的一个重要指标。本文通过对混频器版图的整体优化, 极大提升了中频差分输出信号幅度及相位的平衡度。仿真结果如图 5 所示, 在 $100\sim 135\text{ GHz}$ 范围内, 中频差分信号幅度失配小于 1 dB , 相位失配小于 4° 。

混频器的线性度决定了整个收发机系统能处理的最大射频信号, 中频带宽决定了收发机的应用场景及频率范围。本文设计的平衡式基尔伯特混频器的射频输入信号 1 dB 压缩点 $P_{1\text{ dB}}=0\text{ dBm}@120\text{ GHz}$, 中频带宽大于 10 GHz 。其中, 中频输出信号由于采用 AC 耦合方式进行信号采集, 因而低频段的输出信号损耗较大。直流仿真显示该混频器总工作电流为 20 mA , 即混频器的直流功耗为 $4.5\text{ V}\times 20\text{ mA}=90\text{ mW}$, 如图 6 所示。

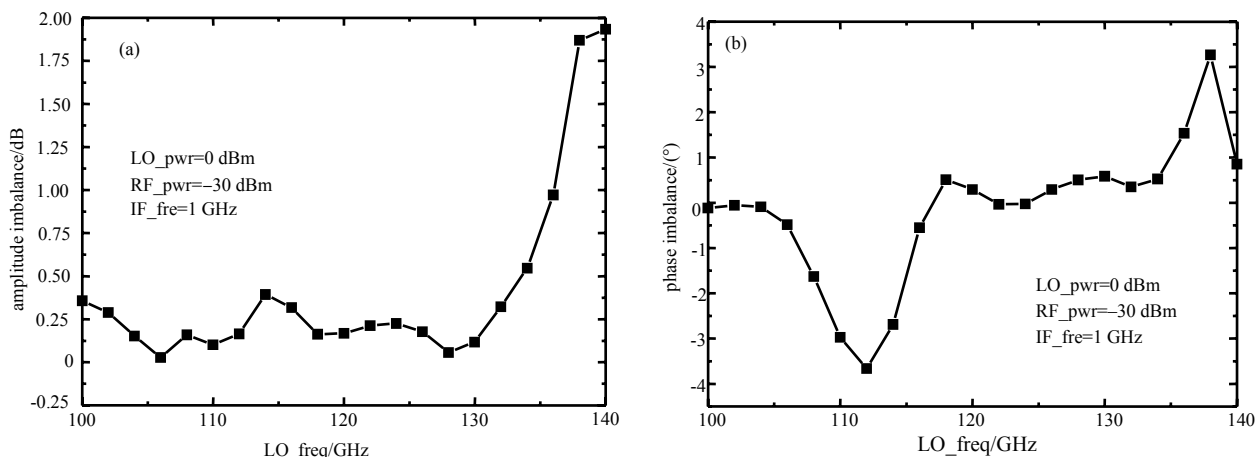


Fig.5 (a) Amplitude imbalance and (b) phase imbalance of IF differential outputs

图 5 中频差分输出的(a) 幅度失配和(b) 相位失配

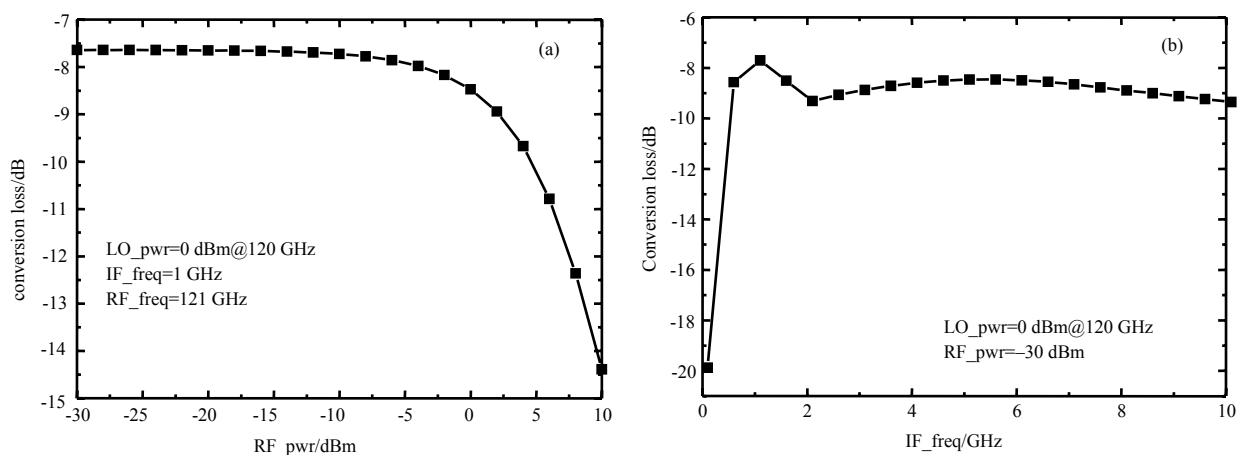


Fig.6 (a) Input 1 dB compression point and (b) IF bandwidth of mixer

图 6 混频器的(a) 输入 1 dB 压缩点和(b) 中频带宽

表 1 对近年来毫米波混频器的性能进行了对比,可以看出,本文设计的平衡式混频器具有高频、低变频损耗、低本振功率需求、高线性度、高端口隔离度等优势。

表 1 毫米波混频器性能对比

Table1 Comparison of millimeter wave mixers

	process	frequency/GHz	conversion loss/dB	P_{LO}/dBm	P_1/dBm	LO-RF isolation/dB
[4]	GaAs pHEMT	67-80	14.1 $\pm$ 2.1*	0	-4.8	N/A
[9]	GaAs mHEMT	85-105	-11.0 $\pm$ 1.1	10.9	N/A	>24
[6]	InP HEMT	89-94	-10.0	10.0	0	N/A
[10]	65 nm CMOS	87-94	-9.0	7.6	N/A	13
[5]	GaAs pHEMT	84-100	-10.0	10.0	0	24
this work	GaAs mHEMT	100-135	-7.6 $\pm$ 1.5	0	0	>26

*混频器中频输出信号通过中频放大器进行了放大

3 结论

本文基于 70 nm GaAs mHEMT 工艺实现了一款 120 GHz 有源下混频器,同时对混频器版图结构进行了优化改进,使混频器版图在对称性上有了极大提升,从而提升了混频器中频差分输出端口间的平衡度。仿真结果显示该混频器在 100~135 GHz 频率范围内具有(-7.6 $\pm$ 1.5) dB 的变频损耗,中频带宽大于 10 GHz,差分输出信号间的功率失配<1 dB,相位失配<4°,射频输入 1 dB 压缩点为 0 dBm@120 GHz,本振/射频信号间的隔离度大于 26 dB。芯片直流功耗为 90 mW,尺寸为 1.5 mm $\times$ 1.5 mm。

参考文献:

- [1] 蒋均,陆彬,何月,等. 140 GHz 基于 CPWG 单平衡基波混频 GaAs 集成电路[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(3):369–373. (JIANG Jun, LU Bin, HE Yue, et al. 140 GHz single-balance fundamental mixer design based on CPWG GaAs IC[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2018, 16(3):369–373.)
- [2] KAO H, KE J Y, YEH C S, et al. A 30–65 GHz wideband double-balanced Gilbert-cell mixer using GaAs pHEMT technology[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2012, 54(5):1196–1200.
- [3] KE P Y, HUANG F H, KAO H L, et al. V-band GaAs low LO power driven double-balanced Gilbert mixer based on dual-meandering baluns design[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2013, 56(1):60–64.
- [4] KAO H L, CHO C L, TSENG C L, et al. 67–80 GHz double-balanced Gilbert-cell mixer in 0.1 μm GaAs pHEMT technology[J]. Electronics Letters, 2016, 52(4):291–293.
- [5] NING X, XU L, JIN Z. Design of a 94 GHz balanced resistive mixer using a 0.1 μm GaAs pHEMT technology[C]// Asia-Pacific Microwave Conference. Nanjing, China: IEEE, 2015:1–3.
- [6] NING X, YAO H, WANG X, et al. A W-band single-ended downconversion/upconversion gate mixer in InP HEMT technology[C]// IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics. Qingdao, China: IEEE, 2013: 277–279.
- [7] GUNNARSSON S E, GAVELL M, KUYLENSTIERNA D, et al. 60 GHz MMIC double balanced Gilbert mixer in mHEMT technology with integrated RF, LO and IF baluns[J]. Electronics Letters, 2006, 42(24):1402.
- [8] AHN H R, NAM S. New design formulas for impedance-transforming 3 dB Marchand Baluns[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(11):2816–2823.
- [9] LEE S J, BAEK T J, HAN M, et al. A high isolation W-band MMIC drain type cascode single balanced mixer[J]. Current Applied Physics, 2012, 12(3):773–777.
- [10] KIM J, KWON Y. Low conversion loss 94 GHz CMOS resistive mixer[J]. Electronics Letters, 2015, 51(18):1464–1466.

作者简介:



张 亮(1989–), 男, 山西省长治市人, 硕士, 助理研究员, 主要研究方向为毫米波、太赫兹集成电路设计. email: zhangliang@mtrc.ac.cn.

成彬彬(1980–), 男, 湖北省随州市人, 博士, 研究员, 主要研究方向为太赫兹通信雷达系统及其相关组件.

邓贤进(1973–), 男, 四川省安岳县人, 研究员, 主要研究方向为太赫兹通信雷达系统及其相关组件.

陈凤军(1989–), 男, 重庆市人, 硕士, 助理研究员, 主要研究方向为毫米波、太赫兹集成电路设计.

罗显虎(1990–), 男, 四川省资阳市人, 硕士, 主要研究方向为毫米波、太赫兹集成电路设计.

韩江安(1984–), 男, 广西省桂林市人, 博士, 副研究员, 主要研究方向为毫米波、太赫兹集成电路设计.

程 序(1987–), 男, 四川省简阳市人, 博士, 副研究员, 主要研究方向为毫米波、太赫兹集成电路设计.