

文章编号: 2095-4980(2018)03-0369-05

140 GHz 基于 CPWG 单平衡基波混频 GaAs 集成电路

蒋 均^{a,b}, 陆 彬^{a,b}, 何 月^{a,b}, 曾建平^{a,b}, 缪 丽^{a,b}, 邓贤进^{a,b}, 张 健^{a,b}

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

摘 要: 通过在 300 μm 厚度的 GaAs 衬底条件下, 利用共面波导传输线实现了基波混频集成电路设计。利用半导体分析仪测试 $I-U$ 和 $C-U$ 曲线, 并成功提取了相应的肖特基二极管模型。结合建立的肖特基二极管模型, 代入 Lange 耦合器、中频结构和匹配网络等实现了 140 GHz 零中频基波混频片上电路, 并加入了地-信号-地(GSG)测试封装。最终仿真结果表明: 在固定中频 1 GHz 的条件下, 变频损耗最优为 -7 dB, 3 dB 带宽大于 40 GHz。

关键词: 太赫兹; 基波混频; 零中频; 厚基板; 共面波导

中图分类号: TN773.2

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201803.0369

140 GHz single-balance fundamental mixer design based on CPWG GaAs IC

JIANG Jun^{a,b}, LU Bin^{a,b}, HE Yue^{a,b}, ZENG Jianping, MIAO Li^{a,b}, DENG Xianjin^{a,b}, ZHANG Jian^{a,b}

(a.Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China;

b.Microsystem & Terahertz Research Center, China Academy of Engineering Physics, Chengdu Sichuan 610200, China)

Abstract: A kind of fundamental mixer integrated circuit design under thick GaAs substrate is introduced by coplanar waveguide transmission line. The $I-U$ and $C-U$ curves are measured by a semiconductor, and the Schottky diode model is successfully extracted. Schottky diode is modeled and the Lange coupler, Intermediate Frequency(IF) circuit and match network are designed in zero-IF 140 GHz fundamental mixer on-chip circuit. Simulation results show that under a fixed intermediate frequency of 1 GHz, the best conversion loss is 7 dB, and 3 dB bandwidth is greater than 40 GHz.

Keywords: terahertz; fundamental mixer; zero Intermediate Frequency; thick substrate; Coplanar Waveguide

GaAs 二极管从 20 世纪 70 年代开始发展, 至今基于 GaAs 肖特基二极管的分离混频技术已经应用非常广泛, 尤其是在太赫兹领域。当前美国 VDI 公司已经是这个行业的佼佼者, 拥有成熟的混频产品, 几乎覆盖到 1 THz, 国内发展覆盖 700 GHz 频率以下, 结构基本和文献[1-4]中类似, 但性能上有较大差距。

在集成电路方面, 大多是基于 GaAs 高电子迁移率晶体管(High Electron Mobility Transistor, HEMT)器件为基础的电路设计, 主要是因为 HEMT 是有源器件, 可降低其变频损耗甚至可以有变频增益, 同时相比肖特基二极管各个端口具有很好的隔离, 但是肖特基二极管拥有 2 个优势: 第一, 属于无源非线性器件, 因此可以将噪声做到很低; 第二, 非线性较强, 可以实现在太赫兹高频的运用, 频段可以比 HEMT 做得更高。鉴于以上 2 点分析, 利用肖特基二极管实现混频功能, HEMT 实现中频放大器是普遍选择。2012 年, Shih-Han H 等在文献[5]阐述了基于 0.15 μm GaAs pHEMT 和反向平行二极管对技术的 28~72 GHz 亚谐波混频器。2012 年, 文献[6]阐述了一个 W 波段低损耗单平衡混频器, 该电路基于分离技术运用了 RT/Duroid 5880 平面微带线和肖特基二极管, 同时两端用低损耗探针转换实现片上转波导工艺, 在 91~97 GHz, 测试变频损耗在 8.5~10.5 dB。2002 年, 文献[7]对 90° 单平衡混频器的 3 种电路做了相应分析, 并运用第 1 种结构做出了实际电路, 测试结果表明当本振为 6 dBm, 在 2.45 GHz 频率处的损耗为 8.3 dB。本文将设计一种基于自研肖特基二极管和 GaAs 厚基板带地共面波导(Coplanar Waveguide with Ground, CPWG)传输线的 140 GHz 基波混频器。

收稿日期: 2017-03-05; 修回日期: 2017-04-07

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(973 计划)资助项目(2015CB755406); 国防基础科研计划资助项目(JCKY2016212C045, JCKY2017212C002)

1 单平衡基波混频器基本原理

混频器功能上实现不同频率的信号相乘，以实现频率上下变换，混频器基本原理可参考文献[8]。本文主要考虑基于肖特基二极管的单平衡基波混频器电路，这种混频器在射频(Radio Frequency, RF)和 IF 端相对于本振(Local Oscillator, LO)端之间具有好的隔离度，可降低 IF 滤波器的要求。单平衡混频电路有 180°,0°和 90°三种相差的输入，考虑设计目标为 140 GHz 基波零中频混频器，输入 LO 和 RF 具有非常相近的频率，为保证 LO 与 RF 有良好的隔离度，采用 90°耦合器输入是比较好的选择，原理图如图 1 所示。假设射频和本振信号分别由图 1 的端口 1 和 2 进入，初始相位 0°，考虑该电路采用相位差是 90°的关系，选择在输入端利用 90° Lange 耦合器射频信号和本振信号分别相差 $\pi/2$ 分配到 Diode1 和 Diode2 上，

编号定义为 3,4，本振电压分别为：

$$\begin{cases} u_{s3} = U_s \cos(\omega_s t - \pi/2) \\ u_{L3} = U_L \cos(\omega_L t - \pi) \\ u_{s4} = U_s \cos(\omega_s t) \\ u_{L4} = U_L \cos(\omega_L t + \pi/2) \end{cases} \quad (1)$$

式中： U_s 和 U_L 表示信号和负载电压值； u_s 和 u_L 为不同节点的瞬间电压； ω_s 和 ω_L 为信号和负载频率， t 为时间。通过一般混频公式计算得到：

$$\begin{aligned} \text{Diode1: } i_1(t) &= \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_{nm} \expj[m(\omega_s t - \pi/2) + n(\omega_L t - \pi)] \\ \text{Diode2: } i_2(t) &= \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_{nm} \expj[m(\omega_s t) + n(\omega_L t + \pi/2)] \end{aligned} \quad (2)$$

式中： $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 为经过二极管的电流； m 和 n 表示频率分量。当 $m=\pm 1, n=\pm 1$ 时，利用公式 $I_{-1,+1} = I_{+1,-1}$ ，得出 $i_{IF} = 4|I_{-1,+1}| \cos[(\omega_s - \omega_L) + \pi/2]$ ，分析可以发现，该结构能够很好地实现基波混频功能。

2 二极管测试与建模

2.1 二极管测试

肖特基二极管模型当前主要有集总参数等效电路(Lumped Equivalent Circuit, LEC)模型、漂移扩散(Drift Diffusion, DD)模型、流体动力学(Hydro Dynamics, HD)模型和蒙特卡洛(Monte Carlo, MC)模型，其中 LEC 模型是根据实验数据，通过数学拟合得到的公式化模型，而 DD,HD,MC 三种模型则是侧重不同的物理效应考虑，建立不同的模型，虽然相对 LEC 更为精确，但需要大量运算且对材料参数要求更多，在 1 THz 以上才被广泛使用，LEC 模型最适合 500 GHz 以内频率，LEC 模型如图 2 所示。根据 $I-U$ 公式推导得到模型：

$$\begin{cases} r_{\text{epi}} = 1 / 4\sigma_{\text{buf}} r_a \\ L_i = r_{\text{epi}} / \omega_s = m^* / 4q^2 N_D r_a \\ C_d = 1 / r_{\text{epi}} \omega_d = 4\epsilon_s r_a \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \ln I \approx \ln I_0 + \frac{qU}{nkT} \\ \ln I \approx -30.6 + 34.1U \end{cases} \quad (4)$$

式中： m^* 为有效电子质量； σ_{buf} 为导电率； q 为电子质量； N_D 为掺杂浓度； ϵ_s 为介电常数； r_a 为阳极尺寸。计算得： $r_{\text{epi}}=5.322 \Omega$ ， $L_i=2.795 \text{ pH}$ ， $C_d=0.457 \text{ fF}$ ，测量出直径为 $2 \mu\text{m}$ 结的 $I-U$ 曲线如图 3 所示，可以根据拟合直线计算得到饱和电流 $I_0=5.55 \times 10^{-14}$ ，理想因子 $n=1.14$ ，差值得到 $R_s=6.222 \Omega$ 。

二极管导通之后主要表现电阻特性，电容值表现并不准确，会出现负电容现象，反偏电压下二极管并未导通，

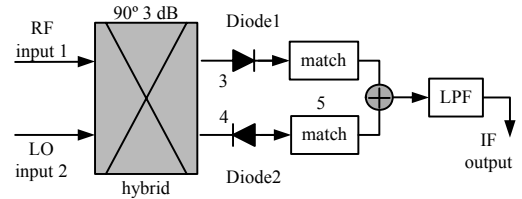
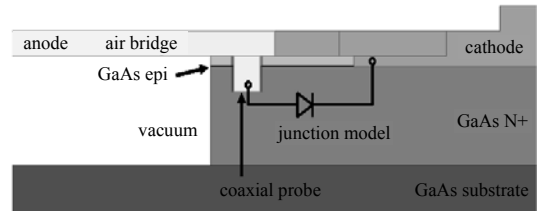
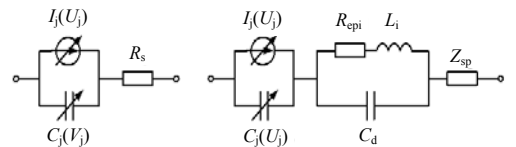


Fig.1 Schematic of single-balance fundamental mixer
图 1 单平衡基波混频器电路



(a) section plane of Schottky diode



(b) basic model (c) model including scattering and skin effect

Fig.2 Diode model

图 2 二极管模型

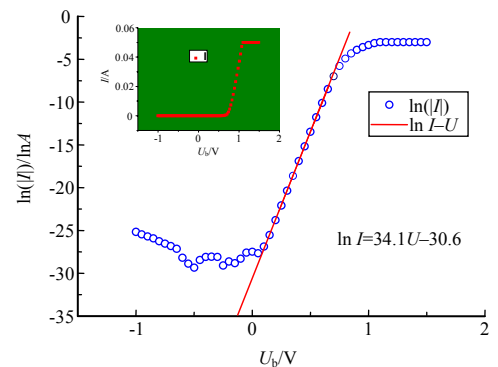


Fig.3 $I-U$ test curves and fitting formula

图 3 $I-U$ 测试曲线和指数区拟合公式

测试得到 $C-U$ 曲线如图 4 所示,其中包括二极管外围结构寄生电容,通过 OPEN 结构进行了校准 $C_{j0}=C_{total}-C_{par}$,当 $U_j=0$ 时,最终得到 $C_{j0,f=1\text{ kHz}}=4.2\text{ fF}$ 或 $C_{j0,f=1\text{ MHz}}=4.2\text{ fF}$,2 个频率测试 C_{j0} 结果相同。

2.2 二极管建模

根据测试得到的二极管参数在先进设计系统(Advanced Design System, ADS)中建模,得到如图 5 所示的电路模型。

模型仿真得到 $I-U$ 和 $C-U$ 曲线如图 6 所示,通过与实测 $I-U$ 和 $C-U$ 数据进行对比,趋势和数值上都很接近,所以该模型在当前测试结论下是正确的,可以用于仿真。

3 电路仿真

利用建立的模型对单平衡基波混频器进行理论仿真,由于本文采用两路结构,为了更加清楚地知道每一路的工作状态以及谐波分量等,首先要求计算单路仿真,分析时域波形,观察两路之间的相位关系和二极管的工作状态。计算中频输出端各谐波分量的功率,分析发现中频信号、140 GHz 信号和 280 GHz 信号功率最大。280 GHz 信号强度比 1 GHz 中频功率要大,同时计算发现 280 GHz 处于同相位,那么在中频处会加强。

分路仿真之后需要对整个单平衡基波混频器电路进行整体理论仿真,仿真分为 1F 小信号阻抗计算、本振谐波接地以及双路工分匹配网络仿真 3 部分,电路整体包括了 1F,RF 和 LO 3 个回路——中频回路($\lambda/4$ 接地线)、射频和本振回路($\lambda/4$ 开路线)和主要谐波回路($\lambda/4$ 开路线)。

理论仿真结果表明,280 GHz 对混频电路有较大影响,对 280 GHz 接地、不接地以及匹配 3 种情况,分别扫频 130~160 GHz @LO=8 dBm,最终得到理想变频损耗如图 7 所示。

肖特基二极管为两端器件,不具有隔离度,和三极管相比,其输出端和输入端相互牵引更严重,当改变二极管一端时,另一端的端状态也会随之变化,所以仿真方法和顺序就显得尤为重要。混频主要包括匹配电路、滤波器、耦合器和微带探针等,低频无源结构对尺寸容差度高于高频,所以基波混频电路设计先设计低频滤波器和二极管三维模型,再进行高频探针、耦合器设计,最后进行匹配仿真设计。

3.1 中频滤波设计

低通中频滤波器结构主要包含 3 个部分:低通 LC 滤波器,肖特基二极管三维结构和谐波短路扇形结构。设计需要用到 1 对二极管,且同向放置,为了减少牵引和损耗,将二极管放置非常近是一个不错的选择,二极管结区直径 $D=2\text{ }\mu\text{m}$,保证仿真建模的准确性。中频滤波器运用 LC 振荡单元,充分利用现有工艺,将一定宽度的金属地从信号线下穿过(中间间隔 $0.5\text{ }\mu\text{m}$ 的 SiO_2),主要目的是提高 RF 和 LO 与 1F 之间片上隔离,电路结构如图 8(a)所示。加入 CPW 扇形短路 140 GHz 和 280 GHz 特定谐波,目的是构建谐波回路,提高变频性能,仿真结果如图 8(b)所示。

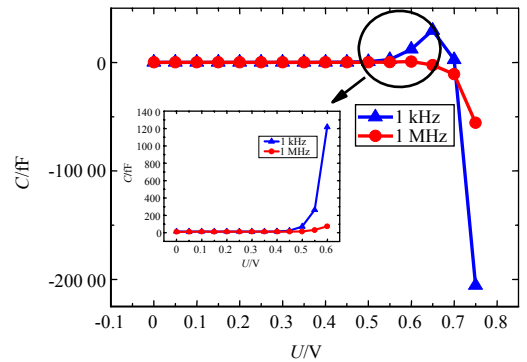


Fig.4 $C-U$ test curves
图 4 $C-U$ 测试曲线

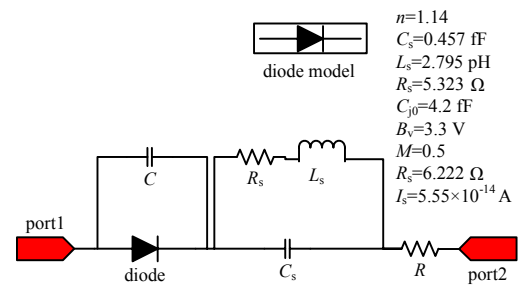


Fig.5 Diode model in ADS
图 5 ADS 二极管模型

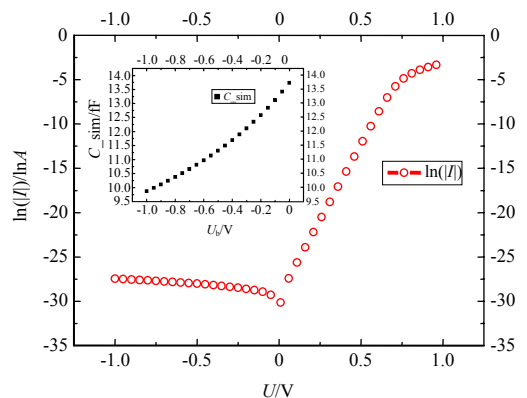


Fig.6 $I-U$ and $C-U$ simulation curves
图 6 仿真 $I-U$ 和 $C-U$ 结果图

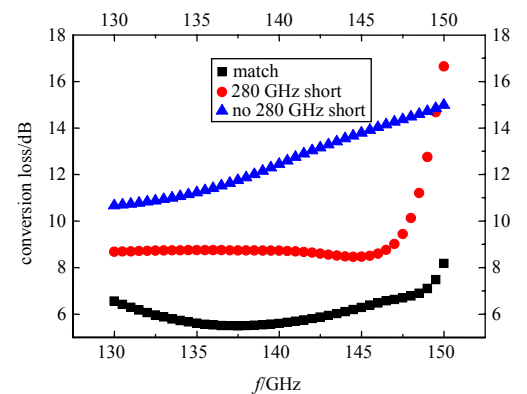


Fig.7 Conversion loss under different conditions
图 7 不同情况下理想变频损耗

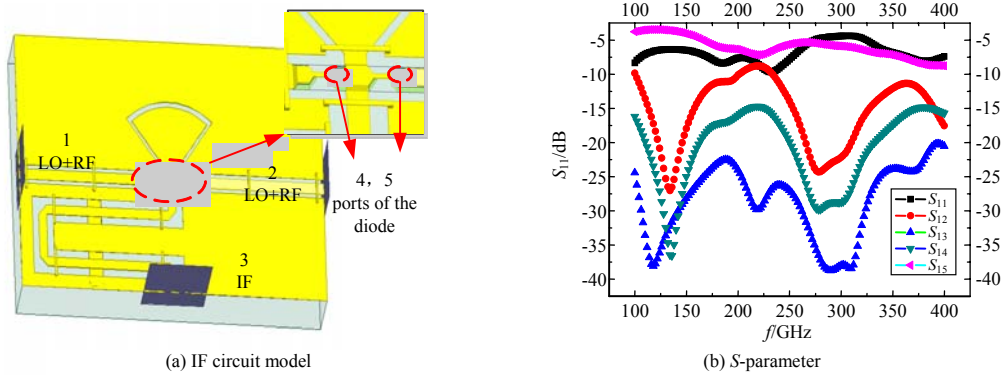


Fig.8 (a) IF circuit and (b) S-parameter, port marked in (a)
图 8 IF 电路模型(a)和 S 参数图(b), 其中端口在(a)标出

3.2 匹配电路设计

将中频电路代入 ADS 电路中, 得到输出 LO 阻抗为 $22.9-7i \Omega$, 输出 RF 阻抗为 $19.8-10.8i \Omega$, 使用理想耦合器输入, 利用共面波导(CPW)进行匹配, 得到图 9 所示电路结构, 该结构包括了射频本振匹配网络、中频电路、二极管三维模型 3 部分。

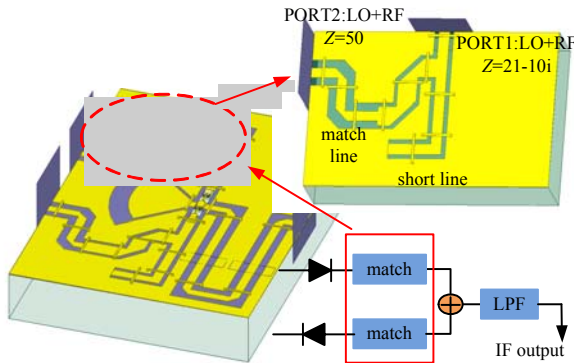


Fig.9 Circuit with match network
图 9 两路通过匹配网络后整体电路

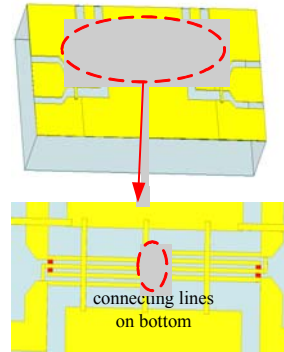


Fig.10 Lange coupler model
图 10 Lange 耦合器模型

3.3 Lange 耦合器设计

针对厚基板条件, 耦合线和分支线耦合器难以达到 3 dB 耦合度要求, 且隔离相对较差, 基于 CPW 分支节定向耦合器同样难以调整中间枝节实现耦合隔离和功分功能, 最终选择 Lange 耦合器, 通过仿真可得到 S_{12} 为 3.85 dB@140 GHz, S_{11} 为 16 dB@140 GHz, 隔离度 S_{12} 为 21 dB@140 GHz。仿真模型如图 10 所示。

3.4 联合仿真

将各部件仿真结果整合微调后组成片上三维模型, 进行联合场仿真, 仿真结构如图 11 所示, 将整体结构仿真结果代入进行谐波仿真, 仿真变频损耗结果分 3 种情况: 固定中频 1 GHz 对射频和本振进行扫频, 固定本振扫射频和中频, 固定射频扫中频和本振。本文设计面向固定中频扫射频方式, 仿真结果如图 12 所示。

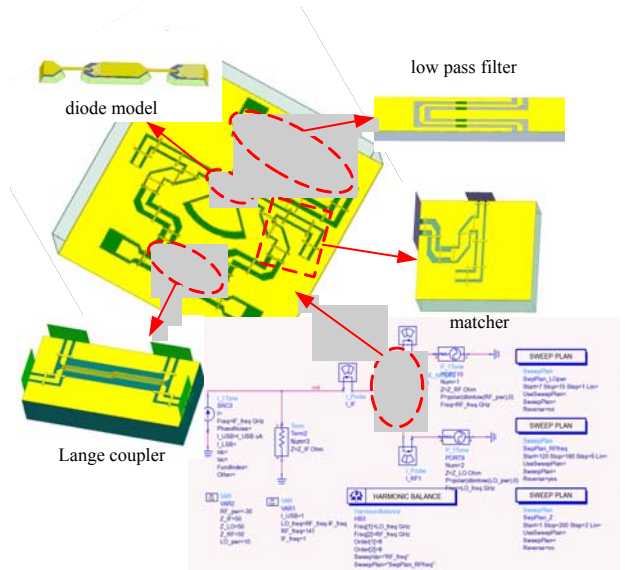


Fig.11 Total simulation in ADS
图 11 电路联合仿真

4 结论

相比传统太赫兹谐波混频, 提出一种基于厚 GaAs 基板 CPWG 传输线和自研肖特基二极管集成电路, 传输线采用 CPWG, 运用 Lange 耦合器将 LO 和 RF 同时馈入两路并实现隔离, 利用扇形 CPW 结构实现 RF 和 LO 的电

路回路。结合建立的肖特基二极管模型,采用场仿真软件与仿真工具得到 140 GHz 基波混频电路变频损耗最好为 7 dB@140 GHz, 3 dB 带宽大于 40 GHz, 因其采用对基板厚度不敏感的 CPWG 传输线, 所以该电路特别适用于厚基板中。今后将进一步研究该芯片类似文献[9]基于微带探针过渡结构的封装技术。

参考文献:

- [1] 何月,黄昆,缪丽,等. 250 GHz 太赫兹谐波混频器设计[J]. 微波学报, 2015(S1):69-73. (HE Yue,HUANG Kun,MIAO Li,et al. Design of 250 GHz terahertz sub-harmonic mixer[J]. Journal of Microwaves, 2015(S1): 69-73.)
- [2] 蒋均,何月,王成,等. 基于 Schottky 二极管和 Hammer-Head 滤波器的 0.67 THz 二次谐波混频器[J]. 红外与毫米波学报, 2016,35(4):418-424. (JIANG Jun,HE Yue,WANG Cheng,et al. 0.67 THz sub-harmonic mixer based on Schottky diode and Hammer-Head filter[J]. J. Infrared Millim. Waves, 2016,35(4):418-424.)
- [3] 李婧,张文,缪巍,等. 超高灵敏度太赫兹超导探测技术发展[J]. 中国光学, 2017,10(1):122-130. (LI Jing,ZHANG Wen,MIAO Wei,et al. Development of ultra high sensitivity superconducting THz detectors[J]. Chinese Optics, 2017,10(1): 122-130.)
- [4] 蒋长宏,张德海,赵鑫. 0.45 THz 次谐波混频器优化设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2015,13(4):540-543. (JIANG Changhong,ZHANG Dehai,ZHAO Xin. Optimization and design of a sub-harmonic 0.45 THz mixer[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2015,13(4):540-543.)
- [5] HUNG S H,CHENG K W,WANG Y H. Broadband sub-harmonic mixer with a compact band pass filter[C]// 2012 Asia-Pacific Microwave Conference(APMC) Proceedings. Kaohsiung,Taiwan,China:IEEE, 2013:208-210.
- [6] DING Dezhi,XU Jinping,CHEN Zhenhua. A W-band low conversion loss single balanced mixer with planar GaAs Schottky diodes[C]// 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology(ICMMT). Shenzhen,China: IEEE, 2012:1-4.
- [7] HER M L,TEO P F,KUNG F H,et al. Design and analysis for three applications of 90° single balanced mixer[C]// The 8th International Conference on Communication Systems(ICCS). Singapore:IEEE, 2002:25-28.
- [8] DAVID M P. Microwave engineering[M]. 3rd ed. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2005:528-540.
- [9] 刘高见,李军,徐辉,等. 一种 220 GHz 波导-悬置微带线过渡电路设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017,15(1): 11-14. (LIU Gaojian,LI Jun,XU Hui,et al. A design of waveguide to suspended substrate microstrip line transition at 220 GHz[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017,15(1):11-14.)

作者简介:



蒋均(1987-),男,重庆市人,博士,助理研究员,主要研究方向为太赫兹倍频混频电路技术研究.email:000jiangjun@163.com.

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。

张健(1968-),男,四川省大竹县人,研究员,博士生导师,主要研究方向为电子学系统、无线电测控通信、太赫兹科学技术、集成微系统技术等。

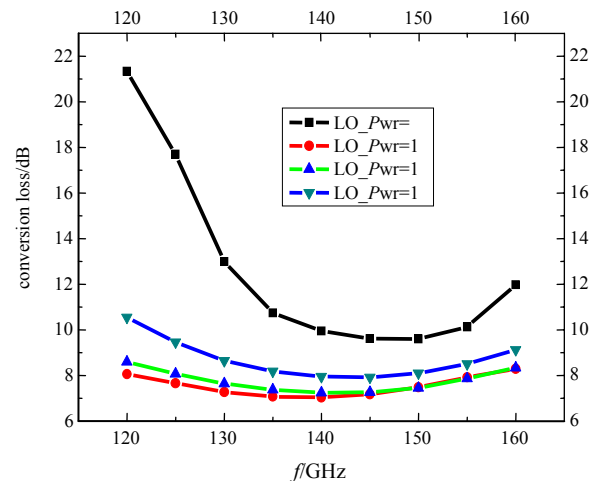


Fig.12 Conversion loss at IF frequency=1 GHz with different LO powers
图 12 在不同功率本振下,同时扫射频和本振,得到固定中频 1 GHz 下的变频损耗

陆彬(1985-),男,重庆市人,助理研究员,主要研究方向为太赫兹倍频源、毫米波芯片封装、太赫兹通信和雷达系统等。

何月(1988-),男,湖南省衡阳市人,工程师,主要研究方向为太赫兹倍频混频组件。

曾建平(1986-),男,成都市人,博士,工程师,主要研究方向为太赫兹器件及其工艺。

缪丽(1986-),男,四川省绵阳市人,助理研究员,主要研究方向为太赫兹混频倍频电路。