

基于功率合成技术的 166 GHz 大功率源研制

孟进^{1*}, 张德海¹, 蒋长宏¹, 姚常飞²

(1. 中国科学院国家空间科学中心微波遥感重点实验室, 北京 100190;

2. 南京信息工程大学电子与信息工程学院, 江苏 南京 210044)

摘要: 冰云探测对于提高天气预报准确性、监测极端天气现象等具有重要的意义。考虑到冰云粒子尺寸、形状分布等因素, 利用太赫兹频段被动遥感仪器能更好地解决冰云探测的难题。664 GHz 作为一个重要的探测频点, 其接收机射频前端主要包括 664 GHz 二次谐波混频器、332 GHz 二倍频器以及 166 GHz 大功率源。作者在太赫兹二倍频设计的基础上, 利用两路功率合成技术实现 166 GHz 大功率源, 目的是提供给后级的 332 GHz 二倍频器足够的输入功率, 从而能够驱动谐波混频器工作。实验结果表明, 上述大功率源在 164 ~ 172 GHz 频率范围内输出功率大于 46 mW; 在 168 GHz 处有最大输出功率 59 mW。以上研究有效解决了本链路中 G 波段输出功率不足的问题, 为研制更高频段的太赫兹系统提供了技术支撑。

关键词: 功率合成技术; 二倍频; 大功率源

中图分类号: O44 文献标识码: A

Design of a 166 GHz high power source based on power-combined technology

MENG Jin^{1*}, ZHANG De-Hai¹, JIANG Chang-Hong¹, YAO Chang-Fei²

(1. CAS Key Laboratory of Microwave Remote Sensing, National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. School of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract: Ice clouds measurement technology plays an important role in improving the accuracy of the weather forecast and monitoring extreme weather phenomena and so on. Considering the physical dimension and shape distribution of ice-cloud particles, the problem of ice-clouds detecting could be solved by using terahertz passive remote sensing instrument. As an important detecting channel, the 664 GHz RF front-end of receiver mainly includes a 664 GHz sub-harmonic mixer, a 332 GHz doubler and a 166 GHz high power source. Based on the design of terahertz doubler, a 166 GHz high power frequency multiplying source has been realized by using two way power-combined technologies. The measured results show that the output power of above-mentioned source is more than 46 mW in 164 ~ 172 GHz and the highest output power is 59 mW at 168 GHz. The above-mentioned research could solve the problem of lacking of the G band high power source in the LO chain, and provide technical support for the design of terahertz system working at higher frequency.

Key words: power-combined technology, doubler, high power source

PACS: 85.30.Hi

引言

目前的研究表明, 冰云作为对流层的重要组成

部分, 会很大程度上影响地球的大气水循环和能量循环^[1-2]。基于上述原因, 国内外许多研究机构逐步开展了关于冰云探测方面的研究。2012 年, 欧洲气

收稿日期: 2017-08-21 修回日期: 2018-04-28

Received date: 2017-08-21 revised date: 2018-04-28

基金项目: 民用航天技术预先研究项目(D040110)

Foundation items: Supported by prestudy project for civil space technology(D040110)

作者简介(Biography): 孟进(1988-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 助理研究员, 博士, 主要研究太赫兹固态电路及太赫兹技术等。

* 通讯作者(Corresponding author): E-mail: mengjin@mirlab.cn

象卫星组织通过审议,计划在新一代气象业务卫星 MetOp-SG 上搭载频率覆盖 183 ~ 664 GHz、共计 13 个通道的有效载荷——冰云成像仪(ICI)。与此同时,英国气象局和欧空局也以此为基础,提出了一个机载冰云探测器(ISMAR)的方案,并且在此载荷中增加了 874 GHz 的频率通道。我国规划中的风云系列静止轨道微波星最高的观测频率也达到了 425 GHz,旨在提高极端灾害性天气观测领域的能力^[3]。

太赫兹频段接收机前端主要包括二次谐波混频器以及驱动其工作的本振源,通常本振源由多个基于肖特基二极管的低次倍频器级联得到^[4-5]。目前国内对于 W 波段功率源的研制相对比较成熟,而限制较高频率(300 GHz 以上)本振源研制的一个重要原因是缺乏 G 波段(140 ~ 220 GHz)的大功率源。对于 664 GHz 接收机前端,其组成框图如图 1 所示。系统研制过程中的关键部件包括二次谐波混频器、332 GHz 二倍频器以及 166 GHz 大功率源,而其中 166 GHz 大功率源是整个前端研制的重要基础。本文既是在上述背景下,对基于功率合成技术的 166 GHz 大功率倍频源展开研究,重点介绍了方案的选择、关键电路的设计以及完成了实验验证。这部分工作为解决国内目前 G 波段大功率源匮乏的现状起到了一定的推动作用。

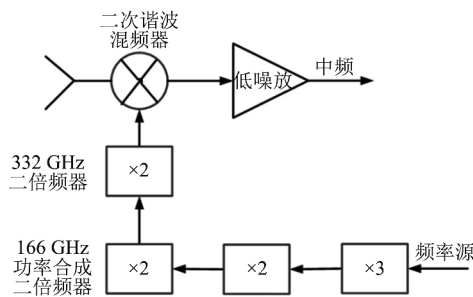


图 1 664 GHz 接收前端组成框图

Fig. 1 Block diagram of 664 GHz receiver front-end

1 166 GHz 大功率源的设计

根据之前的研究表明^[6-7],为了保证二次谐波混频器工作,本振驱动功率要在 4 ~ 6 mW。考虑到 332 GHz 末级二次倍频器的效率约为 10%,则要求前级驱动源的输出功率在 40 mW 以上,才能满足谐波混频器对本振源功率的要求。在研制过程中可以通过优化设计方法提高倍频效率进而来提高输出功率,但实际中由于二极管的功率容量有限,因此仅仅通过单路倍频仍很难实现大功率的输出。为了解决上

述问题,本文采用了功率合成的技术从而在保证转换效率基本不变的前提下,显著地提高了输入端的功率值。

课题组在 W 波段大功率源研制上具有相对成熟的方案:信号源(或锁相振荡源)经 $\times 2 \times 3$ 次倍频、滤波、合成放大等过程后,在 W 波段的输出功率可以达到 500 mW 以上,甚至能够达到瓦级。因此,针对 166 GHz 大功率源而言,研制的难点在于基于功率合成方法的末级二倍频器,下文将对这一部分的内容做详细的阐述。

1.1 166 GHz 大功率倍频器方案设计

利用功率合成技术来实现太赫兹波段大功率源,其中一个需要重点考虑的问题是合成效率。对于 n 路功率合成,其合成效率 η_c 被定义为:

$$P_o = \eta_c \sum_{k=1}^n P_{avk} \quad (1)$$

其中 P_o 为合成后的输出功率; P_{av} 为各支路的输入功率。对于对称的 n 路功率合成,当各支路输入信号的幅度和相位相等时,合成效率达到最大,其被表示为 η_{max} 。

根据文献[8],合成效率 η_c 满足如下关系:

$$\eta_c \geq \frac{4M_s M_b \cos^2 \delta_{max}}{(1 + M_s M_b)^2} \eta_{max} \quad (2)$$

上述不等式右边的值即是最坏情况下的合成效率 $\text{Min}[\eta_c]$ 。通常情况下功率合成器是对称的,因此 $M_s = 1$ 。另外, M_b 是一个与输入信号幅度差异有关的参数,其等于 $10^{\Delta G/10}$,式中 ΔG 表示各路信号之间功率差的最大值; δ_{max} 则表示各输入信号相位差最大值的一半,其取值区间为 $[0, \pi/2]$ 。

为进一步评估最坏情况下合成效率的下降程度,定义变量 $\Delta\eta$ 为最坏情况的合成效率 $\text{Min}[\eta_c]$ 与最大效率 η_{max} 的比值,其表达式如下:

$$\Delta\eta \equiv \frac{\text{Min}[\eta_c]}{\eta_{max}} = \frac{4M_b \cos^2 \delta_{max}}{(1 + M_b)^2} \quad (3)$$

综合上述公式可知:选用结构简单的电路结构能够更好的保证不同路之间的一致性,从而使得进入合成器的各支路信号差异更小,这将有助于提高合成的效率。

基于功率合成技术的大功率二倍频器,通常采用两路或四路合成来实现^[9-10]。在综合考虑了技术要求和成本的情况下,本文中采用的是两路功率合成的技术方案。对于 166 GHz 大功率倍频器设计,主要分为功率分配/合成网络以及二倍频器设计。目前比较典型的功率分配网络是波导 Y 型结和 3 dB 定

向耦合器. 相对于 Y 型结而言, 3 dB 耦合器两路之间具有更好的隔离度, 但是结构更加复杂. 考虑到太赫兹波段腔体尺寸较小, 机械加工难度很高. 所以在本方案中选用了 Y 型结结构来实现功率的分配. 此时输入信号经等分、二次倍频后再由一个波导 Y 型结来完成功率的合成. 需要注意的是, 要合理设计 Y 型结的布局, 以便使倍频后的两路信号满足合成所需的相位条件. 具体的两路合成二倍频器设计方案如图 2 所示, 其中也标注了相位的示意关系.

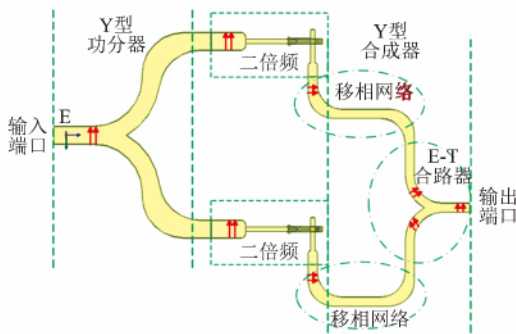


图 2 基于两路合成的二倍频器结构
Fig. 2 The structure of the doubler based on the two-way power

1.2 二倍频器设计

二倍频器的设计要综合考虑效率和功率容量. 本设计选用的是德国 ACST 公司的型号为 5VA40-13 的肖特基变容管. 选用上述二极管主要出于以下两个方面的考虑: 首先, 变容管适合于窄带高效率的倍频器设计; 其次, 5 VA 单支管芯的击穿电压很高, 同时一个芯片由三支管芯串联组成, 这样有助于提高二极管芯片的抗功率能力.

本文所设计的 166 GHz 二倍频器三维模型及其等效电路如图 3 所示. 这是一个平衡式的电路结构^[11-12], 其将馈入的矩形波导主模 TE₁₀ 模二次倍频后, 转化为悬置微带线上的准 TEM 模, 并利用模式的正交性来实现隔离, 进而简化了电路的结构.

上述电路的另一个优点是可以有效抑制奇次谐波. 对于肖特基管, 其 I-V 特性可以表示为:

$$i = i_s (e^{\alpha V_{in}} - 1) \quad (4)$$

定义 i_1 和 i_2 分别为图 3 中两个二极管单元的电流, 从而输出电流可以表示成:

$$i = i_1 + i_2 = -i_s (e^{-\alpha V_{in}} - 1) - i_s (e^{\alpha V_{in}} - 1) = -2i_s [\cosh(\alpha V_{in}) - 1] \quad (5)$$

进一步做傅里叶级数展开后有:

$$i = i_s [2I_0(\alpha V_{in}) - 2] + 4i_s [I_2(\alpha V_{in}) \cos(2\omega_0 t)$$

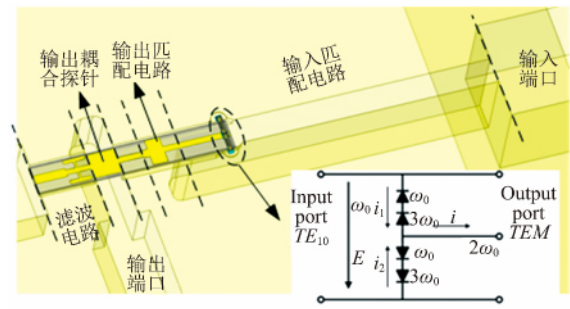


图 3 166 GHz 二倍频器三维模型及其等效电路
Fig. 3 Three-dimensional and equivalent model of 166 GHz doubler

$$+ I_4(\alpha V_{in}) \cos(4\omega_0 t) + \dots] \quad (6)$$

使用相同的处理方法还可以求得环路中电流的表达式:

$$i_{loop} = i_1 - i_2 = 4i_s [I_1(\alpha V_{in}) \cos(\omega_0 t) + I_3(\alpha V_{in}) \cos(3\omega_0 t) + \dots] \quad (7)$$

从中不难发现, 在电路的输出端只有输入频率的偶次谐波, 而奇次谐波只存在于环路中. 这样在二次倍频器设计时, 无需考虑奇次谐波的影响, 故而简化了设计的过程. 还需注意的是, 平衡式二倍频器的二极管对排列方式是反向串联, 因此可以比较方便的将外部偏置电路经悬置微带线引入到二极管对, 从而激励变容管高效的工作.

二倍频的设计采用了场路结合的方法. 对于线性无源部分, 基于有限元方法对其进行求解; 而对于非线性部分, 则采用谐波平衡的方法进行分析. 为了降低模型的复杂性以及求解时间, 无源部分可以进一步拆分为输入转换结构、输出转换结构以及直流滤波器. 在输入转换结构中, 由于包含有二极管单元这一非线性部分, 因此对输入转换结构的输入端口面而言, 其频率为基频; 而对输入转换结构的输出端口面而言, 其频率应为基频的二次谐波. 所以在输入转换结构匹配设计中, 要以输入和输出端口面(对应基频和二次谐波)为波端口分别进行设计. 首先要对管芯的阻抗值进行求解: 利用负载(源)牵引方法, 计算得到的最佳输入阻抗 $Z_f = (26 + j \times 24) \Omega$; 最佳输出阻抗 $Z_{zf} = (12 + j \times 17) \Omega$. 然后分别将对对应基频和二次谐波的阻抗值带入到输入转换结构的管芯处, 匹配设计后得到的仿真结果如图 4(a) 和 (b) 所示. 直流滤波器的作用是给管对的偏压提供一个通路, 同时阻止产生的二次谐波泄露. 为了使尺寸更加紧凑, 在设计中采用了 hammer-head 型滤波器, 设计完成后的仿真结果如图 4(c) 所示. 输出转化结构实际上是悬置微带-波导结构的过渡, 由仿真结果(图 4

(d)) 可以看出端口的回波损耗低于 -25 dB.

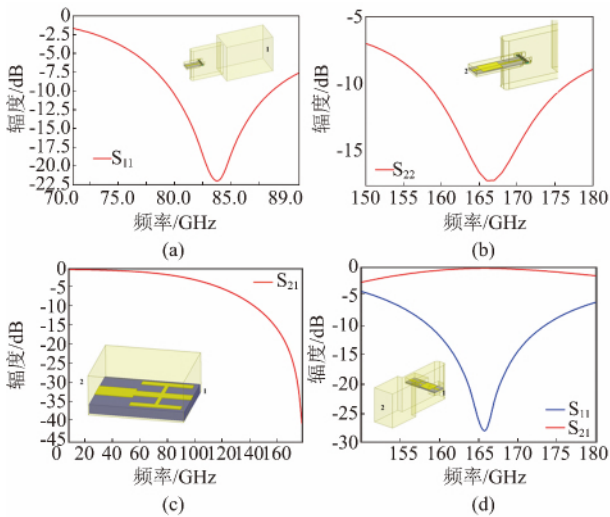


图4 无源各部分仿真结果 (a) 输入转换结构设计(基频) (b) 输入转换结构设计(二次谐波) (c) Hammer-head 型直流滤波器设计 (d) 输出转换结构设计 Fig.4 Simulated results of passive parts (a) Design of input transfer structure (fundamental frequency) (b) Design of input transfer structure(second harmonic) ,(c) Design of Hammer DC filter , (d) Design of output transfer structure

1.3 功率分配/合成部分设计

对于功率合成倍频器,输入功率首先经过波导 Y 型功分器,因此其两路输出信号相位差为 0°(幅度和相位关系如图 5 所示).当两支路完成二次倍频后,输出端的相位仍然相同.由于满足 Y 型合成器对两路输入信号的相位要求,故可以利用 Y 型合成器对倍频后的两路信号进行合路.同时 Y 型合成器也可看作是 E-T 型合成器(要求两路输入信号相位差为 180°)与移相网络的组合(如图 2 所示).综上所述,功率分配/合成部分设计的关键是明确支路间的相位关系.

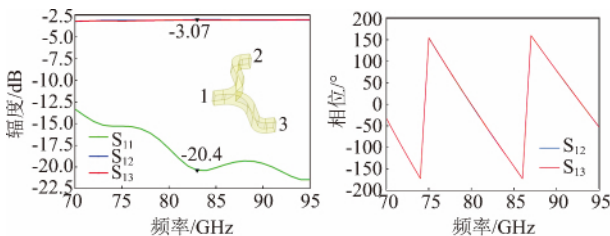


图5 功率分配部分仿真结果 Fig.5 Simulated results of power divider

2 电路的装配及测试

2.1 电路的装配

腔体的加工仍沿用将模块一分为二,然后利用

机械加工分别加工出沟道的方法.待沟道内部电路安装完成后,利用定位销钉定位,螺钉固定,将两部分腔体紧密结合,组成完整的模块.加工完成的 166 GHz 功率合成二倍频器的上下腔体如图 6 所示.在前一阶段的研制中,电路的装配过程完全是手工操作.由于芯片尺寸很小,这无疑给装配带来了很大的困难.为了克服上述问题,课题组结合自身需求在市场上进行了广泛的调研,最终购置了包括亚微米级贴片机、金丝键合机等在内的多种太赫兹工艺设备,本文中所研制的模块就是利用上述设备进行装配的.目前包括点胶、二极管拾取等关键技术都得到了解决.利用贴片机在进行二极管安装时,定位的精度明显提高.

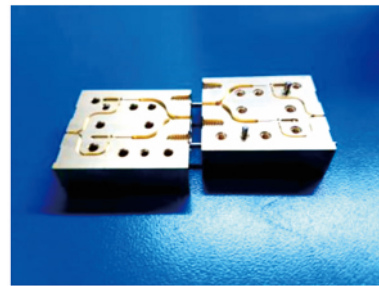


图6 加工完成的 166 GHz 大功率倍频器 Fig.6 The machined 166 GHz high power frequency multiplier

2.2 实验测试

所研制的 W 波段功率源延续了之前成熟的设计方案,包括 $\times 2 \times 3$ 次倍频、滤波、功率放大等.经过实验测试可知:当信号源输入为 3 dBm 时,在 81 ~ 86 GHz 频率范围内输出功率大于 25 dBm,其中最大输出功率达到 27.8 dBm.待测的 166 GHz 功率合成二倍频器级联在 W 波段功率源后面,搭建起来的测试系统如图 7 所示.其中标号为 1 即是 W 波段功率源;标号 2 是 166 GHz 功率合成二倍频器;标号 3 是功率计 PM4 的探头.在合成倍频器两条支路的外部分别接有变阻器,用以调节管芯的偏置电压.值得注意的是,由于 W 波段功率源输出功率较大,出于对后级电路保护的考虑,在测试时将信号源的输出功率控制在 -2 dBm 左右.首先在测试时,在每一频点处调节偏置电阻以使得输出功率最大.最终测试得到的输出功率随频率变化的曲线如图 8(a) 所示.由结果可知,该大功率倍频源在 164 ~ 172 GHz 频率范围内输出功率大于 46 mW;在 168 GHz 处有最大输出功率 59 mW.然后还进行了另一组测试:选定频点 83.75 GHz,通过调节两路外置电阻阻值

来观察输出功率的变化情况,具体测试结果如表 1 所示.由测试结果中发现,当两路的外置电阻阻值接近相同时,输出功率最大,这也说明两路经加工和装配后具有较好的一致性.最后进行的一项测试是在固定频点条件下,输出功率随外置电阻阻值变化的关系,具体的测试曲线如图 8(b) 所示.

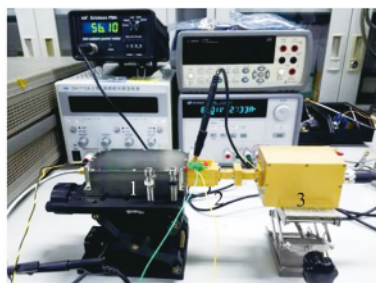


图 7 测试现场照片
Fig. 7 Photo of test-site

表 1 固定频点,两路不同偏置电阻值时的输出功率
Table 1 Measured output power with different bias resistors at fixed frequency

R_2 / Ω \ R_1 / Ω	3.5 K	4 K
3.5 K	53 mW	27 mW
4 K	28 mW	53 mW

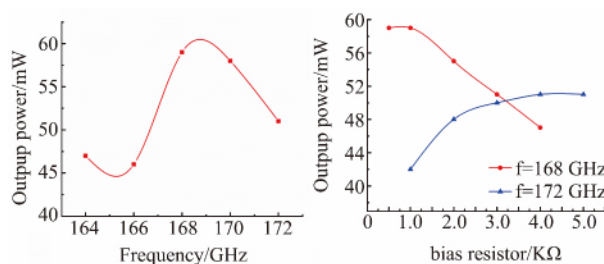


图 8 测试结果 (a) 输出功率随频率变化曲线 (b) 输出功率随外置电阻变化曲线

Fig. 8 Measured results of 166 GHz high power doubler (a) Measured output power at different frequency. (b) Measured output power at different bias resistor

3 结论

利用功率合成技术研制了 166 GHz 的大功率源,测试结果表明其性能满足后续倍频器对其输出功率的要求,突破了 664 GHz 接收机前端研制过程中的一个关键技术.该研究也为实现 G 波段大功率源提供了一种切实可行的方案,有效补充了国内在 G 波段大功率源研制的匮乏.在未来的工作中为实

现更大功率的输出,可以考虑采用四路或更多路的功率合成,并考虑发掘新材料来实现大功率容量的器件.

References

- [1] WANG Hu, DUAN Chong-Li, Lu Rong-Chuan, *et al.* Development of space borne Terahertz ice clouds measurement technology and existing technical problems [J]. *Journal of Terahertz Science and electronic information* (王虎, 段崇棣, 吕容川, 等. 星载太赫兹冰云探测技术发展和面临的问题. 太赫兹科学与电子信息学报) 2017, **15**(5): 722-727.
- [2] Brian P M, Janet E Charlton, Clare Lee, *et al.* Design of a Sub-Millimetre Wave Airborne Demonstrator for Observations of Precipitation and Ice Clouds [C]. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2009.
- [3] ZHANG De-Hai, JIANG Jing-Shang. Design of a 425GHz satellite-borne front-end [C]. (张德海, 姜景山. 425GHz 星载结构前端研制. 全国遥感遥测遥控学术年会, 贵阳) 2017.
- [4] Goutam Chattopadhyay, Erich Schlecht, John S W, *et al.* An All-Solid-State Broad-Band Frequency Multiplier Chain at 1500 GHz [C]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2004, **52**(5): 1538-1547.
- [5] Alain Maestrini, John Ward, Goutam Chattopadhyay, *et al.* Terahertz Sources Based on Frequency Multiplication and Their Applications [J]. *Frequenz, Journal of RF-Engineering and Telecommunications*. 2008, 118-122.
- [6] ZHAO Xin, JIANG Chang-Hong, ZHANG De-Hai, *et al.* Design of the 450 GHz sub-harmonic mixer based on Schottky diode [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (赵鑫, 蒋长宏, 张德海, 等. 基于肖特基二极管的 450 GHz 二次谐波混频器, 红外与毫米波学报) 2015, **34**(3): 301-306.
- [7] 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* (蒋均, 何月, 王成, 等. 基于 Schottky 二极管和 Hammer-Head 滤波器 0.67 THz 二次谐波混频器, 红外与毫米波学报) 2016, **35**(4): 418-424.
- [8] Gupta M S. Degradation of power combining efficiency due to variability among signal sources [J]. *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*. 1992, **40**(5): 1031-1034.
- [9] Jose V. Siles, Alain Maestrini, Byron Alderman, *et al.* A Single-Waveguide In-Phase Power-Combined Frequency Doubler at 190 GHz [J]. *IEEE Microwave and wireless components letters*, 2011, 1-3.
- [10] Maestrini A, Ward J S, *et al.* In-Phase Power-Combined Frequency Triplers at 300 GHz [C]. *IEEE Microwave and Wireless Component Letter*. 2008, 218-220.
- [11] YAO Chang-Fei, ZHOU Ming, LUO Yun-Sheng, *et al.* 150 GHz and 180 GHz fixed-tuned frequency multiplying sources with planar Schottky diodes [J]. *J. Infrared Millim. Waves*, 2013, **32**(2): 102-107.
- [12] Bertrand Thomas, Jeanne Treuttel, Byron Alderman, *et al.* Application of substrate transfer to a 190GHz frequency doubler and 380GHz sub-harmonic mixer using MMIC foundry Schottky diodes [C]. *Proceedings of the International Society for Optical Engineering*, 2008.