

文章编号:1001-9014(2011)04-0377-05

基于石英基片的二毫米频段三倍频器的研制

安大伟¹, 于伟华^{2*}, 吕昕²

(1. 中国气象局 国家卫星气象中心, 北京 100081; 2. 北京理工大学 信息与电子学院, 北京 100081)

摘要:介绍了一个基于石英基片的二毫米频段三倍频器. 采用反向并联变容二极管对结构实现倍频. 建立了该二极管管对的等效电路模型并提取了模型参数. 设计实现的倍频器输入为K型接头结构, 输出为WR-8波导结构. 获得的倍频器在输出频率为112.8~118.2 GHz范围内, 输出功率大于0 dBm, 最大输出功率超过2 dBm, 最小倍频损耗为16 dB, 可为气象探测系统中毫米波前端提供本振源.

关键词:2mm频段倍频器; 平衡电路; 变容二极管

中图分类号:TN454 **文献标识码:**A

Design and analysis of a 2mm-band tripler based on quartz

AN Da-Wei¹, YU Wei-Hua^{2*}, LV Xin²

(1. National Satellite Meteorological Center, China Meteorological Administration, Beijing 100081, China;

2. School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: A 2mm-band frequency tripler built on quartz was formed by anti-parallel Schottky-barrier varactor diode pair. Its equivalent circuit model had been built and the component parameters were obtained. Then the tripler was designed and realized. Its input signal was fed in by a K connector, and the output signal was fed out by a WR-8 waveguide. When the output signal frequency is between 112.8 GHz and 118.2 GHz, the best conversion loss is 16 dB and the output power is larger than 0 dBm with maximum 2.05 dBm at 118 GHz. The tripler module can supply good local oscillation source for the meteorological measurements.

Key words: 2 mm-band tripler; balanced circuit; varactor

PACS: 71.10.-w

引言

在气象探测领域,毫米波技术正日益广泛地被开发和利用,由于大气探测对电磁频率的特殊要求,对稳定、可靠和易于工业化生产的毫米波信号源的需求越来越迫切.目前获得毫米波信号源的方法主要有两种形式,一种为由雪崩管等直接振荡产生,另一种则通过将低频信号倍频然后提取基频谐波得到.后一种方法产生的信号相比前者具有经济灵活、稳定可靠等优点,因此比较常用.

针对毫米波亚毫米波频段的倍频器,国外早已进行了大量的研究^[1-2],主要实现方式为基于石英基片工艺的波导微带混合电路技术.石英基片工艺制造的微带传输线具有质地坚硬不易变形、传输损耗低、主

模截止频率高、电路电镀精度高、易于粘接半导体有源器件等优点,能较好的保证亚毫米波频段的混合电路性能.但在国内,由于工艺条件制约,目前还未见基于石英基片工艺的毫米波亚毫米波倍频器相关报道.本文介绍了一种基于自主开发的石英基片工艺的2 mm波段的三倍频器,并建立了相关二极管模型.倍频器件选用两只反向并联的肖特基变容二极管,倍频原理将在下面部分内容中详细介绍.

1 倍频原理分析及倍频器件建模

倍频器可采用单个或多个非线性器件.单个器件由于承受功率限制,电路不能有效地提供足够的输出功率和较大的动态范围,也不能有效地抑制谐波.而多器件若采取平衡式结构设计,可以提高电路

收稿日期:2008-12-21,修回日期:2009-06-18

基金项目:国家“973”项目(2010CB327505)

作者简介:安大伟(1982-),男,湖北荆门人,博士,从事星载遥感仪器总体设计和毫米波亚毫米波技术研究. E-mail:andawei@cma.gov.cn.

* 通讯作者: E-mail: ywhbit@bit.edu.cn.

Received date: 2008-12-21, revised date: 2009-06-18

功率容量,获得较大的输出功率,抑制不必要的谐波分量.这里我们采用两只反向并联的变容二极管来实现三次倍频,其倍频原理在^[34]中已有阐述.

非线性器件电荷—电压关系由功率函数表示:

$$q(v) = A_1V + A_2V^2 + A_3V^3 + A_4V^4 + \dots, \quad (1)$$

式中 V 是二极管两端电压, $q(v)$ 是相应器件中电荷量.

因此通过二极管对的电流表示:

$$I = \frac{dq}{dt} = (A_1 + 2A_2V + 3A_3V^2 + 4A_4V^3 + \dots) \frac{dV}{dt}, \quad (2)$$

若二极管两端电压 $V(t)$ 为:

$$V(t) = \sin(k\omega_0 t), \quad (3)$$

管对环路中电流 $I_1(t)$ 和 $I_2(t)$ 表示为:

$$I_1(t) = B_1 \cos(k\omega_0 t) + B_2 \sin(2k\omega_0 t) + B_3 \cos(3k\omega_0 t) + \dots, \quad (4)$$

$$I_2(t) = -B_1 \cos(k\omega_0 t) + B_2 \sin(2k\omega_0 t) - B_3 \cos(3k\omega_0 t) + \dots, \quad (5)$$

对于环路外电流:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = C_1 \cos(k\omega_0 t) + C_3 \cos(3k\omega_0 t) + \dots, \quad (6)$$

式(6)表明,反向并联二极管对的外部电流只有基波和奇次谐波分量,没有直流和偶次谐波分量,输出的频谱分量比单管倍频减少了一半.所以,反向并联二极管对的结构特别适用于奇次倍频器.

采用的变容二极管为 MACOM 公司 MA46H146,该器件具有很好的倍频特性.但是在毫米波段及亚毫米波频段,芯片的外部互联结构如封装焊接和屏蔽腔体等导致的寄生效应将严重影响器件的工作性能,利用器件的原始模型无法模拟真实工作环境下的电磁性能.本文采用 TRL 去嵌入测试结果和构建初级模型相拟合的方法,重新建立了 MA46H146 反对管模型,用于倍频器的设计中.在 TRL 去嵌入测试方法中, DUT 采用了与实际工作环境一致的基于石英单片的反对管封装结构,并设计专门的 T、R、L 结构,分别测试并采用通过去嵌入提取出 DUT 的模型参数.二极管的初级模型由倍频器工作环境和封装结构建立,如图 1 所示.采用初级模型拟合测试结果的方法得到 MA46H146 反对管模型中的元件参数,见表 1.

表 1 参数赋值

Table 1 Parameter evaluation

参数	R_L/Ω	L_L/nH	C_L/pF	L_g/nH
数值	0.0012	0.025	0.0096	0.135
参数	L_0/nH	C_C/pF	C_p/pF	R_g/Ω
数值	0.019	0.00085	0.036	2.6

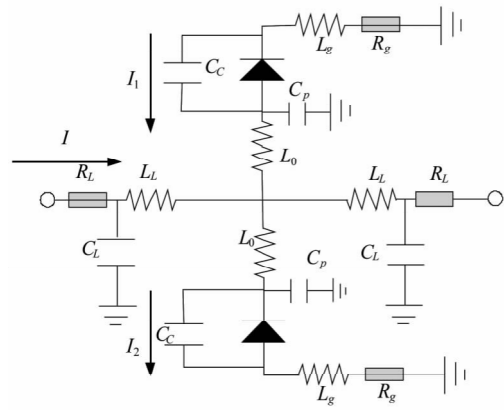


图 1 管对模型和奇次倍频原理

Fig. 1 Diodes model and tripler circuit principle

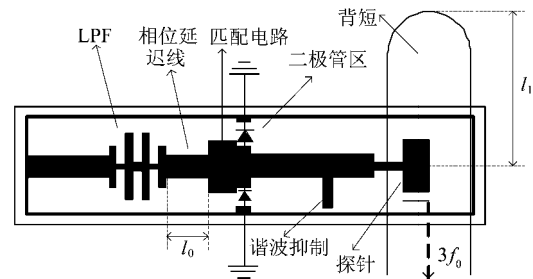


图 2 二毫米频段三倍频器设计结构图

Fig. 2 2mm-band tripler structure

2 二毫米频段三倍频器的结构和设计

2.1 倍频器电路结构

利用以上变容二极管对模型,一个输入输入频率 36~40 GHz,输出 108~120 GHz 的三次倍频器被设计出来了,电路构成框图如图 2 所示.输入端口为 K 型接头,输出端口为 WR-8 波导.输入信号由左端输入口进入到石英微带电路,首先经过基频高低阻抗线低通滤波器(此滤波器将阻止二极管对产生的三次谐波反射回输入端),再经过一段相位延迟线进入二极管匹配电路,进入反向二极管对倍频器进行三次倍频,倍频后的信号再经过一段相位延迟线到达波导微带转换结构,将在石英微带上传输的主模为 TEM 波的倍频信号转换为波导模式,经过波导口输出.在电路设计中,需要考虑到输入信号的低通滤波器输出端对于三次谐波来说反射较大,三次谐波会在滤波器的输出端与平衡二极管对的输入端之间来回反射,这样,三次谐波功率会在某些频点相互叠加和抵消,极有可能导致在输出频带内出现低功率点.所以在设计时需较好的计算低通滤波器到二极管对的长度 l_0 以避免上述情况的出现.

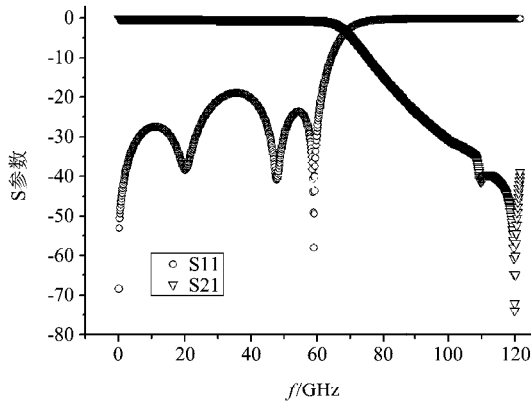


图3 低通滤波器 S 参数仿真结果
Fig.3 S parameters for LPF

低通滤波器为高低阻抗线结构,可由基于有限元法的三维电磁场分析软件 HFSS 仿真得到,仿真结果如图3所示,在0~60 GHz 范围内该滤波器的插入损耗小于0.2 dB,回波损耗小于-19 dB,表明通带内对基频信号导通良好,带外对基频三次谐波信号抑制良好,可起到较好端口隔离效果。

在波导微带转换结构中, L_1 的长度近似等于中心频率的1/4波长,并经 HFSS 软件优化设计,保证最大的模式转换效率。三倍频器的输入匹配电路负责实现输入阻抗与二极管管对阻抗的电磁匹配,并防止倍频信号从该端口泄漏,以提高倍频效率。输出匹配电路(采用高次谐波抑制并联枝节)用于信号选择,从倍频器的奇次谐波中提取所需的三次谐波,并将基波信号反射至倍频管重新倍频,以提高倍频效率。

输入匹配电路对基频信号导通,如图4,输出匹配信号对 $3f$ 信号导通,输入阻抗匹配网络将源阻抗匹配到二极管对所需低阻抗。输出阻抗匹配网络匹配负载阻抗使得转换效率最高。输入端低通滤波器使得基频信号通过,但是抑制反射回来的高次谐波。输出端并联5次谐波抑制高阻线,长度为5次谐波的1/4波长。其他高奇次谐波幅度已经很小,可忽略。若二极管对的源端和负载端的阻抗分别为 $Z_i(f)$ 、 $Z_o(f)$,通过输入输出匹配和滤波电路,应使得

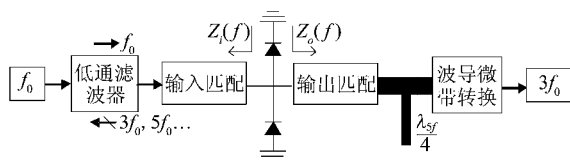


图4 匹配设计框图
Fig.4 Match circuit topological structure

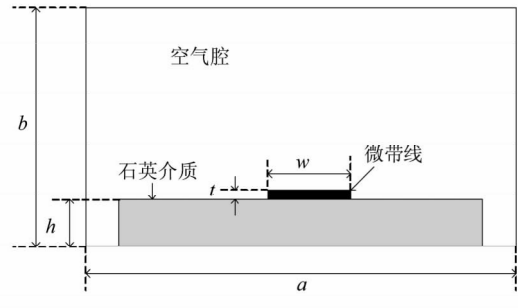


图5 微带线空腔截面图
Fig.5 Microstrip section of cavity

$Z_i(3f_0)$ 、 $Z_i(5f_0)$ 和 $Z_o(f_0)$ 、 $Z_o(5f_0)$ 等同开路(信号无法通过)。在实际电路设计中,由于变容二极管对的模型通过前述的建模方法建立,在进行电路匹配时,导入该实际二极管对模型,进行整体匹配,可将封装等引起的串联电感,电阻和寄生电容效应一并考虑。

2.2 屏蔽腔体对微带线传输的影响分析

微带线上除了主模-TEM模式存在外^[5],还可能存在部分高次模。为了保证单模工作,微带线宽度和石英介质厚度应合理设计,且在毫米波和亚毫米波波带,为了减小辐射损耗和干扰,电路常被封闭在金属空腔中,如图5所示。

导带上表面电流在纵向和横向流动,产生LSE和LSM模式,应避免波导混合模式产生高次谐振和耦合。为了抑制波导模式而仅允许主模传输,波导截面尺寸设计应使波导模式主模的截止频率高于屏蔽微带最高工作频率。对于低介电常数的介质,如石英,波导模式主模一般为 LSM_{11} ,在屏蔽结构中该波导的主模截止频率为^[6]

$$f_c = \frac{c}{2a} \sqrt{1 - \frac{h}{b} \times \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r}} \quad (7)$$

式中 c 为光速, a 为波导腔体宽边, b 为波导腔体高, h 为介质片厚度, ϵ_r 为介电常数。

对于2 mm波段三倍频器的输入低通滤波和匹配电路腔体,应使输入基波以主模传输,并抑制高次模式。为避免腔体壁对电路中电场扰动,腔体壁顶部距离电路应该在 $5h$ 以上,边缘最小间距应在 $3h$ 以上。设计腔体尺寸时,根据式(8)计算腔体谐振频率,避免谐振。

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}$$

$$C = \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{h}{b} \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r}\right)}}$$

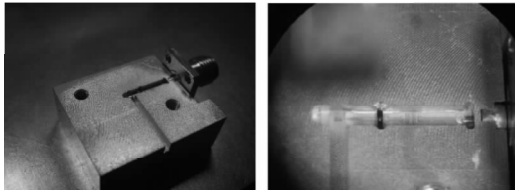


图6 二毫米频段三倍器实物图
Fig.6 The photographs of the 2mm-band tripler module

$$\lambda_0^2 = \frac{4L^2C^2}{M^2 + \frac{L^2N^2}{a^2}}, \quad (8)$$

式中 λ_0 为自由空间波长, C 为电容, M 、 N 为谐振模次数(取2或3),本文设计的腔体尺寸经过计算,谐振频率 f_0 最低出现在141GHz,波导主模截止频率 f_c 在139GHz,均高于工作频率,符合设计要求。

3 测试结果

通过电路设计与仿真优化,一个基于石英基片工艺的三倍频电路被制作出来了,整个电路如图6所示。

对该电路进行了测试,测试平台如图7所示。信号源AV1487提供基波信号,其在36~40GHz频率范围内的最大输出功率为18dBm。倍频器输出接波导功率计以测试输出功率。

图8表示倍频器输出功率和仿真结果,对比分析可以看出,仿真输出功率在100.8~117.6GHz范围内大于0dBm,最大输出功率为3.8dBm@110GHz。而测试输出功率在112.8~118.2GHz范围内大于0dBm,最大输出功率2.05dBm@118GHz,带宽较仿真结果相差较大,但最大功率值基本相符,可以看出利用本文提取的管对模型对倍频器设计可提供一定依据,但准确性不够。误差可能主要为二极管管对与石英基片的焊接方式为手工完成粘接造成建模用DUT和倍频器电路的二极管焊接焊点位置/大小等存在差异,在亚毫米波频段的细小差异会引起电磁特性的明显不同,因此在亚毫米波频段组装工

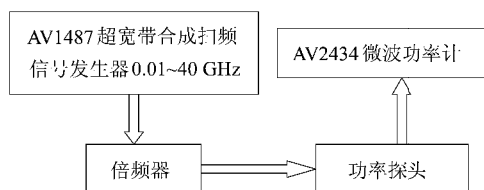


图7 测试平台
Fig.7 The diagram testing

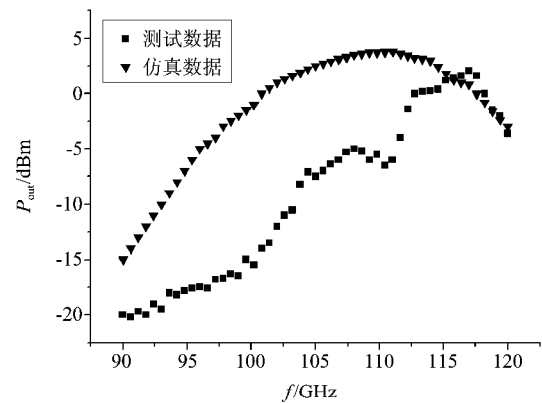


图8 倍频器输出功率测试/仿真结果
Fig.8 The measured and simulated results for the tripler's output power

艺需进一步改进,保证不同组装间的一致性。

4 结论

采用反向并联变容二极管管对实现三次倍频,将倍频电路整体制作在自主开发的石英基片上,此种倍频器具有电路结构简单、信号传输损耗小、电路加工精度高、质地坚硬不易变形和便于一体化生产等优点。测试结果与建模结果比较接近,证明了该方案可行。为我国开展毫米波亚毫米波倍频器的设计和研究开拓了新思路。

REFERENCES

- [1] Morgan M, Weinreb S. A Full Waveguide Band MMIC Tripler for 75 ~ 110GHz[J]. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1:103 - 106.
- [2] Qun Xiao, Jeffrey L Hesler, Thomas W Crowe, et al. A 270-GHz Tuner-Less Heterostructure Barrier Varactor Frequency Tripler, *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, 2007, 17(4): 241 - 243.
- [3] CAO Wei-Ping, GAN Ti-Guo, LI Si-Min, et al. A Frequency Multiplier-Amplifier Module at Ka-band[J]. *Infrared Millim. Waves* (曹卫平,甘体国,李思敏,等. Ka波段倍频放大组件. *红外与毫米波学报*), 2003, 22(2): 157 - 160.
- [4] YANG Tao, XIANG Zhi-Jun, WU Wei, et al. Broad-Band Tripler of W-Band[J]. *J. Infrared Millim. Waves* (杨涛,向志军,吴伟,等. W频段宽带倍频器. *红外与毫米波学报*), 2007, 26(3): 161 - 163.
- [5] Tsinghua University Microstrip circuits editing. *Microstrip Circuits*[M]. Beijing: POSTS&TELECOM PRESS(清华大学微带电路编写组, *微带电路*. 北京:人民邮电出版社), 1976:303 - 319.
- [6] Mao S, Jones S, George D V. Millimeter-wave Integrated Circuits[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1968, 16(7): 455 - 460.