

Q波段宽带四倍频放大组件研究

张 勇, 税兰英

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】 Q波段(33~50 GHz)比Ka波段(26.5~40 GHz)频率更高, 对这一波段国内研究较少。该文设计了一种Q波段宽带四倍频放大组件, 该组件包含两级二倍频器、两级之间的带通滤波器和一级毫米波功率放大器, 最后通过微带到波导过渡输出。设计宽带带通滤波器的目的是为了抑制基波和三次谐波。测试结果表明, 在33~50 GHz的输出频率范围内, 输出功率大于10.5 dB, 谐波抑制大于31.6 dBc。该倍频放大组件具有输出频带宽、体积小、输出功率高以及谐波抑制制度高的特点。

关键词 滤波器; 倍频放大组件; 毫米波; Q波段

中图分类号 TN771

文献标识码 A

doi: 10.3969/j.issn.1001-0548.2009.02.12

Q-Band Broadband Frequency Quadrupler-Amplifier Module

ZHANG Yong and SHUI Lan-ying

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract A Q-Band frequency quadrupler-amplifier module is designed to operate from 33 GHz to 50 GHz. This module consists of two stages frequency doublers, a bandpass filter between two frequency doublers and a millimeter wave power amplifier with a microstrip to waveguide transition. The wide bandwidth bandpass filter is designed to suppress the fundamental and third harmonic signals. In the range of 33 GHz to 50 GHz output frequencies, the measured output power is more than 10.5 dB and the third harmonic signal rejection is better than 31.6dBc.

Key words filter; frequency multiplier-amplifier module; millimeter-wave; Q-band

与微波相比, 毫米波波长短, 因而其设备体积小、重量轻、机动性好。这些特点正是精确制导武器和各种飞行器所必须具备的。同时, 在同样口径天线, 短波长能提供极高的精度和良好的分辨力, 能提高低仰角下的探测精度和跟踪能力而不出现严重的杂波干扰。窄波束还可以提高系统的隐蔽性能和抗干扰能力。因此, 毫米波广泛应用于雷达与制导系统、电子对抗、毫米波通信等军事领域以及地形测绘、气象研究等民用领域。可以直接获得毫米波固态源的方式有毫米波锁相源和毫米波振荡源两种; 可以间接获得毫米波源的方式为倍频方式, 即将高质量的微波信号经过多次倍频得到所需的毫米波频率。倍频方式实现毫米波源结构相对较为简单, 能够获得较宽频率范围内高质量的毫米波源, 因此得到了大量的应用。

目前, 国外的毫米波倍频器设计多采用MMIC形式, 选用HEMT器件与PHEMT器件, 可以在毫米波频段实现单片二次或者四次倍频^[1-3]。如文献[4]

设计出一种高功率, 基于商用GaAs HEMT工艺的宽带为28~56 GHz有源MMIC倍频器, 在5 dBm输入下, 获得5 dBm的输出, 其3 dB带宽为48~60 GHz, 输入频率抑制制度优于23 dB^[4]。文献[5]采用0.15 μm PHEMT工艺, 设计的19/76 GHz四倍频器, 输入功率8 dBm, 变频损耗为-7.5 dB, 饱和输出功率4 dBm, 这是第一次报道的基于HEMT技术W波段单级四倍频器。

国内由于条件所限, 倍频器多采用多级级联方式, 电路结构大多仍采用平面混合集成形式^[6-7]。文献[8]研制的Ka波段宽带四倍频器, 分别采用了结构新颖的平面耦合微带线巴伦倍频器和平面毫米波倍频器。在24~36 GHz的宽频带内基本达到了倍频损耗小于15 dB、谐波抑制大于10 dBc的要求。然而, 应用于Q波段的倍频放大组件尚未见公开报道。本文研制的倍频放大组件实现了从8.25~12.5 GHz到33~50 GHz倍频放大的功能, 具有输出频带宽、体积小(<65 mm×25 mm×15 mm)、输出功率高以及谐

收稿日期: 2007-10-10; 修回日期: 2008-04-15

基金项目: 部级重点实验室基金

作者简介: 张 勇(1975-), 男, 博士, 副教授, 主要从事微波和毫米波混合集成电路、MCM电路和太赫兹技术方面的研究。

波抑制高(>30 dBc)的特点。

1 倍频放大组件的设计

1.1 倍频放大组件的方案选择

由于该倍频放大组件的尺寸较小,不宜选用无源倍频然后再放大的方案。另外,全带宽范围内的输出功率要求在10 dBm以上,因此采用有源倍频的方式实现。由于40~50 GHz频段不是常用频段,很

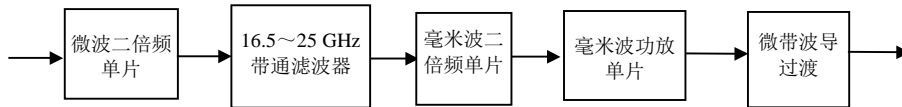


图1 方案框图

第一级的二倍频放大器件采用UMS公司的CHX-2089芯片。该芯片利用P-HEMT技术制作,栅长 $0.25\ \mu\text{m}$,输入频带为8.0~11.5 GHz,输出频带为16~23 GHz,输入功率为12 dBm时,输出功率高于15 dBm。作为一款优良的军用或商用芯片,该芯片第一级起倍频作用,第二级再将第一级输出的谐波放大,同时抑制基波输出。该芯片一般用作8.0~11.5 GHz输入频率的二倍频放大,当输入频率在11.5 GHz以上尤其是大于12 GHz时,二次谐波输出功率明显下降,而基波分量迅速增大,而本文设计中,CHX-2089芯片的输入频率为8.25~12.50 GHz的二倍频,所以对整个设计在频率高端的输出功率和谐波抑制度均有影响,因此在后面的设计中要考虑这些因素,并考虑如何能在全频段内尤其是在频率高端实现指标要求的高输出功率和高谐波抑制度。偏置设置:室温25 ℃, $V_d=3.5\ \text{V}$, $V_{g1}=0.9\ \text{V}$, $V_{g2}=0.3\ \text{V}$, $I_d=60\ \text{mA}$ (典型值)。

第二级的二倍频单片采用Mimix公司的XX-1000芯片。该芯片输入频率为7.5~25.0 GHz,输出频率为15.0~50.0 GHz,基于 $0.15\ \mu\text{m}$ GaAs PHEMT技术制作。使用时, $V_{d1}=V_{d2}=5\ \text{V}$, $I_{d1}+I_{d2}=220\ \text{mA}$, $V_{g1}=-0.6\ \text{V}$, V_{g2} 开路, $V_{ss}=-5\ \text{V}$, $I_{ss}=60\ \text{mA}$, 电流均为典型值。输入输出50 Ω良好匹配。第一级起倍频作用,第二级再将第一级输出的谐波放大,同时抑制基波输出。

该芯片在输出频率大于45 GHz时二次谐波输出功率开始明显下降,而基波分量迅速增大,而本文设计中,XX-1000芯片是用作输出频率为33~50 GHz的全波段二倍频,所以对整个设计在频率高端的输出功率和谐波抑制度均有影响。

1.2 宽带带通滤波器的设计

由于第一级倍频单片泄漏的基波与第二级倍频

难购得直接四倍频管子,本文采用两级倍频级联的方案。考虑到第一级倍频之后泄漏的基波可能和第二级倍频混频得到较大的三次谐波,从而造成谐波抑制不够,因此在一二级倍频器之间加入宽带带通滤波器,以滤除第一级倍频之后泄漏的基波。另外,最后一级的二倍频在频段高端(46~50 GHz)功率不足,因此在二倍频后再接一级放大器。该倍频放大组件方案如图1所示。

单片混频可能得到较大的三次谐波,从而使得三次谐波的抑制度不够,在第一二级之间加入宽带带通滤波器。该滤波器的通带范围为16.5~25.0 GHz,阻带要求在13 GHz处抑制25 dB相对带宽较宽,达到 $\Delta f=40\%$,这给设计带来了相当大的困难。

经过比较,最终选用了平行耦合线带通滤波器,设计中心频率选在 $f_0=21\ \text{GHz}$,阶数 $N=5$,带内纹波0.1 dB。考虑到减小尺寸、提高加工精度的要求,选用了陶瓷基片,介电常数 $\epsilon_r=9.9$,基片厚度 $h=0.254\ \text{mm}$ 。为了便于测试,单独加工的模型在滤波器的前后分别加了一段50 Ω的微带线(基片RT/Duroid 5880),两种基片之间采用金丝互连。

用Ansoft HFSS对上述带通滤波器进行了仿真设计,其仿真模型如图2所示。仿真结果表明,带内插入损耗小于1.1 dB,反射损耗大于14 dB,阻带插入损耗大于28 dB,满足设计要求。

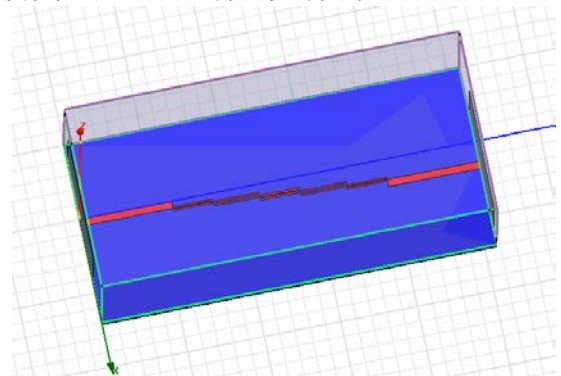


图2 仿真模型

根据仿真结果,加工的测试模型如图3所示。对该模型进行测试,结果表明通带内插入损耗除个别频点外都小于3 dB,其中包括了前后两段50 Ω微带线和SMA接头的损耗(频率大于18 GHz,普通SMA接头的插损较大),阻带的抑制大于32 dB。

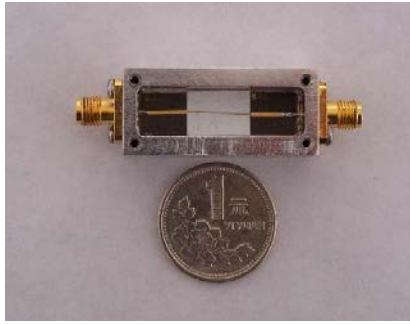


图3 滤波器实物

通带内插损较大的原因可能是陶瓷基片和软基片之间的金丝带来的寄生参量和加工精度不够造成的。但是对于本文倍频器的应用，主要是关心在低于13 GHz的阻带抑制，这个指标是满足系统要求的。

1.3 毫米波微带波导过渡结构设计

微带探针转换是目前应用最广泛的微带-波导过渡形式，它从同轴探针发展而来，能使波导以垂直和平行于微带电路所在平面的方向与微带相连，结构上比较灵活，具有插入损耗低、回波损耗小、频带较宽，且结构紧凑、加工方便、装卸容易等优点。

在探针过渡器后串联 $\lambda/4$ 阻抗变换线以实现与50 Ω 微带线的阻抗匹配，采用阻抗变换的优点在于使过渡段乃至整个电路更为紧凑，但是以牺牲带宽为代价的。波导为Q波段标准波导BJ-400(5.69 mm \times 2.845 mm)，主微带线取50 Ω ，采用0.127 mm的RT/Duroid5880介质基片($\epsilon_r=2.22$)。仿真模型如图4所示。

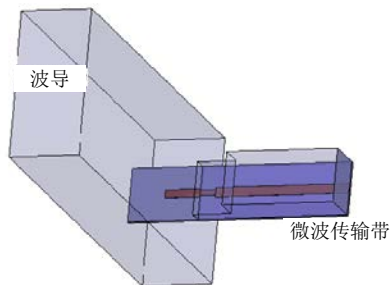


图4 波导-微带探针过渡仿真模型

仿真结果表明，在整个频段内插入损耗小于0.4 dB，回波损耗大部分频段小于-20 dB。可见，此转换结构带宽宽，插入损耗小，回波损耗小，在工艺能达到要求条件下，是一种比较理想的转换结构。

为了能够测试Q波段波导-微带过渡结构的性能，采用波导-波导-微带背靠背转换的测试结构，它将两个微带-波导转换器背靠背连接起来，而单个波导-微带转换器的插入损耗则为测试结果插入损耗的一半。

在矢量网络分析仪上测试过渡结构性能，测试

结果如图5所示。测试结果包括了两个微带-波导过渡(输入、输出各一个)以及转换接头的插入损耗，由此可以推算出单个微带-波导过渡的插入损耗小于1.2 dB。在实际测量中，插入损耗比软件仿真时要大，这主要是因为电路制作不可能完全达到仿真时的精度，再加上测量时波导接口与电路连接所造成的误差，造成测量结果比理论结果差，但在要求频段内都达到了设计要求。理论值与测试值基本吻合，证明了仿真结果是可取的。

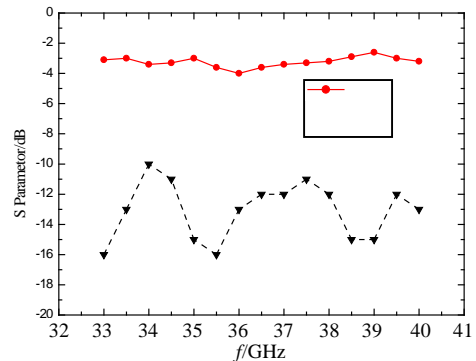


图5 波导-微带-波导过渡结构测试结果

2 倍频放大组件的实现与测试

考虑到最后一级的二倍频单片在频段高端(46~50 GHz)功率不足，因此在二倍频后面再接一级放大器(Mimix公司的XD-1001芯片)。结合前面的部件研究，经过仔细设计，研制出了Q波段四倍频放大组件，实际制作的倍频放大组件如图6所示。

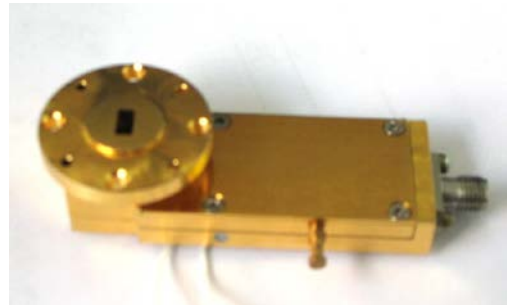


图6 Q波段倍频放大组件实物图

利用毫米波频谱仪和毫米波功率计对该倍频器进行了测试，测试结果完全达到了设计指标。在初步测试中发现，在未加输入射频信号的情况下，有自激频率产生，这可能是因为前后两级都是有源倍频，两级放大形成了正反馈。适当调节各引脚电压，消除了自激现象。测试所得的四倍频信号输出功率和谐波抑制制度如图7所示，在8 dBm输入功率情况下，该器件在Q波段全频段内输出功率均大于10.5 dBm，三次谐波抑制也都大于31.6 dBc，完全达到设计指

标。在9 GHz处,谐波抑制低于其他点,这可能是由于第一级倍频单片CHX-2089在该点的基波抑制不够,泄漏的基波信号和二倍频信号混频后产生的三次谐波较大造成的。另外,从表中可以看出输入信号大于12 GHz后四次谐波输出功率下降较明显,其原因可能是为了避免自激降低毫米波倍频单片漏极电压,使其未能实现饱和输出,而且毫米波倍频单片在高端的输出功率能力也不足。

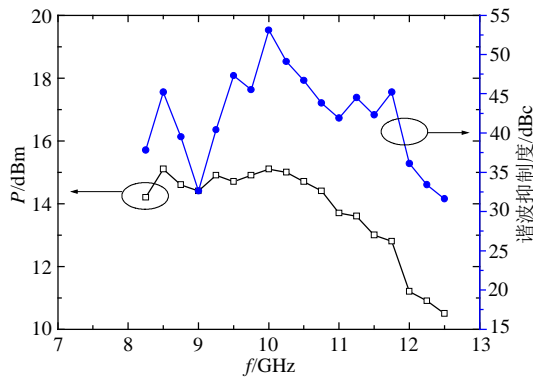


图7 倍频放大组件测试结果

3 结 论

本文采用微波毫米波混合集成电路,完成了宽带平行耦合带通滤波器和Q波段微带波导探针过渡的设计,在此基础上完成了Q波段宽带四倍频放大组件的设计、仿真、制作和测试,测试结果完全达到指标要求。该倍频放大组件具有输出频带宽(33~50 GHz)、体积小、输出功率高以及环境要求高等特点,能作为毫米波系统的稳定的本振源,直接影响着毫米波系统性能的优劣。

参 考 文 献

- [1] KANGASLAHTI P, ALINIDULA P, PORRA V. Miniaturized artificial transmission ——line monolithic millimeter-wave frequency doublers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(4): 510-517.
- [2] GRAJAI J, KROZER V, GONZALEZ E, et al. Modeling and design aspects of millimeter-wave and submillimeter-wave schottky diode varactor frequency multipliers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(4): 700-711.
- [3] HIROTA T, OGAWA H. Uniplanar monolithic frequency doublers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1989, 37(8): 1249-1254.
- [4] CHRISTIAN F, LARS L, HERBERT Z. High output power broadband 28-56 GHz MMIC frequency doubler[C]//2000, IEEE MTT-S Digest, [S. l.]: IEEE, 2000.
- [5] CAMPOS R Y, VERWEYEN L N M, FERNANDEZ B M, et al. Coplanar PHEMT MMIC frequency multipliers for 76 GHz automotive radar[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1999, 9(6): 242-246.
- [6] 陈春红, 吴 文. 毫米波微带集成倍频器研究[J]. 弹箭与制导学报, 2006, 26(3): 186-188.
CHEN Chun-hong, WU Wen. Research on the millimeter-wave microstrip integrated frequency doubler[J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2006, 26(3): 186-188.
- [7] 曹卫平, 喻志远, 甘体国. Ka波段倍频放大组件[J]. 红外与毫米波学报, 2003, 22(2): 157-160.
CAO Wei-ping, YU Zhi-yuan, GAN Ti-guo. A frequency multiplier-amplifier module at Ka band[J]. Infrared Millim Waves, 2003, 22(2): 157-160.
- [8] 彭文峰. Ka波段宽带四倍频器的研制[J]. 电子工程师, 2003, 29(12): 56-59.
PENG Wen-feng. Realization of a broadband Ka band quadrupler[J]. Electronic Engineer, 2003, 29(12): 56-59.

编辑 税 红