

基于功率合成技术的 75 ~ 115GHz 六倍频源

姚常飞^{1,2}, 陈振华³, 周 明², 罗运生², 许从海², 郁 建²

(1. 南京电子器件研究所微波毫米波单片集成和模块电路重点实验室, 江苏南京 210016;

2. 南京电子器件研究所微波毫米波模块电路事业部, 江苏南京 210016;

3. 南京信息工程大学电子与信息工程学院, 江苏南京 210044)

摘 要: 本文采用混合集成技术, 实现了 75 ~ 115GHz 的 W 波段六倍频功率合成信号源. 其 Ku 波段输入信号经有源二倍频、功分及放大后, 输出两路各约 24dBm 的 Ka 波段信号, 以驱动 75 ~ 115GHz 三倍频器, 变阻二极管基于南京电子器件研究所(NEDI)的 GaAs 工艺线设计实现, 三倍频信号经功率合成后输出. 考虑到倍频二极管各种寄生参数的影响, 本文采用去嵌入阻抗计算方法, 提取二极管的输入阻抗及三次谐波输出阻抗, 综合分析匹配电路, 优化倍频器效率. 在 75 ~ 115GHz 测得六倍频源输出功率大于 8.0dBm, 输出功率平坦; 在 112GHz 测得最大输出功率为 10.2dBm, 合成倍频效率大于 1.3%, 其性能达到了国外同类产品水平, 可将微波信号源扩展至 75 ~ 115GHz, 解决了 W 波段 TR 组件本振源及发射源的产生问题.

关键词: W 波段; 砷化镓肖特基二极管; 功率合成; 倍频; 效率

中图分类号: TN771 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)09-1864-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.09.027

75 ~ 115GHz Power Combined Frequency Sextupler Sources

YAO Chang-fei^{1,2}, CHEN Zhen-hua³, ZHOU Ming², LUO Yun-sheng², XU Cong-hai², YU Jian²

(1. *Science and Technology on Monolithic Integrated Circuits and Modules Laboratory, Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing, Jiangsu 210016, China*; 2. *Department of Microwave and Millimeter Wave Modules, Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing, Jiangsu 210016, China*; 3. *School of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210044, China*)

Abstract: A 75 ~ 115GHz power combined frequency sextupler is developed with hybrid integrated technology. The frequency of the input Ku-band signal is doubled by an active doubler, and then its output power is amplified to 24dBm. The power is applied to pump 75 ~ 115GHz tripler in which the varistor multiplying diode is realized by GaAs foundry of Nanjing electronic devices institute (NEDI), and the tripler output power is combined. Considering parasitic parameters of the diodes, diode input and output optimum impedance is calculated with embedding analysis for matching circuit optimization. Measured results indicate the output power of the sextupler is higher than 8.0dBm, and power response is flat in 75 ~ 115GHz. The highest tested power is 10.2dBm at 110GHz, and combined multiplying efficiency is higher than 1.3%. The sextupler performance achieves the level of similar foreign products, which can expand the existing microwave signals to 75 ~ 115GHz and be applied for W-band TR modules.

Key words: W-band; GaAs Schottky diode; power combing; multiplying; efficiency

1 引言

毫米波技术广泛应用于卫星遥感、深空探测、射电天文学等领域, 作为其各类应用系统的核心部件, 频率源的研究至关重要. 目前获得毫米波固态源的方式有毫米波锁相源、毫米波振荡源和倍频源, 倍频技术作为一种信号源实现途径, 具有倍频效率高、稳定性好、相位噪声低等特点, 是目前实现毫米波信号源的主要方

式^[1-13]. 由于国外对我国毫米波有源器件和模块实行了严格的军事禁运, 特别是 W 波段及以上频段, 高次倍频源难以获得. 针对此问题, 本文开展了 W 波段宽带六倍频源的研究, 基于倍频功率合成技术, 在 75 ~ 115GHz 实现了 8.0 ~ 10.2dBm 的输出功率, 功率频率响应曲线平坦, 可扩展现有的微波信号源至 W 波段.

基于 MMIC 技术的微波频段倍频源国外已得到广泛应用; W 波段及以上波段, 基于混合集成倍频技术实

现的倍频源已很成熟,实现了商业化,但宽带、高功率的倍频源仍来是一项技术难题,国内外对其仍有较多的研究报道^[4~13]. 查阅到的具有代表性的国外 W 波段高次倍频源产品有 Farran 公司的 FES-10 型六倍频源,输出功率为 3 ~ 8dBm; Millitech 公司的 AMC-10-RFH00 型六倍频源,输出功率为 5 ~ 11dBm; 其它公司如 Ducommun、Norden Millimeter 及 Spacek Labs 等输出功率相对较低些. 近些年来,国外开展了 W 波段 6 次及其 12 次倍频 MMIC 芯片的研究^[10~13], 以实现小型化、低功耗的 W 波段高次源,其输出功率基本在 0dBm 左右. 从国内外现状比较看出,本文设计的 W 波段宽带六倍频源性能达到了国外同类产品水平,可广泛应用于各类测试仪器和收发组件中.

2 六倍频源方案

W 波段六倍频源采用了如图 1 所示的方案,先二

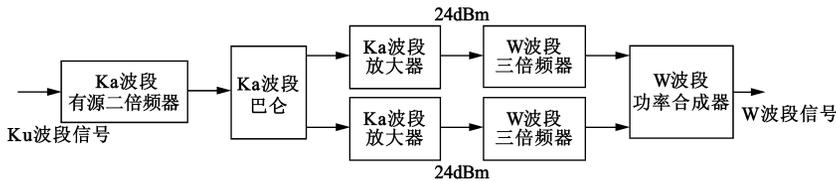


图1 W波段六倍频源方案

2.1 肖特基二极管

毫米波亚毫米波倍频源的非线性器件主要有 InP MHEMT、pHEMT 及 GaAs 二极管. 从国外报道文献看, 目前基于 GaAs 二极管实现的倍频器频带比 HEMT 倍频器更宽, 输出的功率更大. 毫米波亚毫米波倍频二极管主要有触须接触式肖特基二极管和平面肖特基二极管. 触须接触式二极管难以重复制作、可靠性差, 但与平面二极管相比寄生参量小; 平面肖特基二极管可靠性好、电路设计相对容易, 输入功率容量高. 平面肖特基二极管主要有异质结势垒变容二极管 (HBV) 和肖特基变容二极管 (PSVD), HBV 二极管具有对称的 C-V 特性和非对称的 I-V 特性, 适用于奇次倍频, 电路设计简单, 无需直流偏置电路; 二极管常被制成多势垒结构, 以提高输入功率容量; 为解决散热问题, 又有报道采用散热性能较好的 AlN 基片^[14]. 而肖特基变容二极管常被制作成阵列结构, 以实现功率容量及平衡式电路设计的需要.

本文 W 波段三倍频采用 NEDI GaAs 工艺线设计出的毫米波变阻二极管^[15], 如图 2 所示, 该管为两个二极管串联式结构. 相对单管而言, 两管串联提高了倍频器输入功率容量. 二极管主要 SPICE 模型参数如下: $R_s = 6.4\Omega$, $C_{j0} = 7.7\text{fF}$, $n = 1.4$, $I_s = 1.03\text{e}^{-12}\text{A}$, $V_f = 0.525\text{V}$ ($1\mu\text{A}$), $V_{br} = 4.625\text{V}$ ($10\mu\text{A}$). 该二极管物理参数如表 1 所示, 二极管外延层浓度为 $2 \times 10^{17}\text{cm}^{-3}$, 正负极焊盘

倍频再三倍频, 采用该方案是主要考虑到 Ka 及以下频段国产商用 GaAs MMIC 放大倍频芯片已经成熟, 避免采用 37.5 ~ 55GHz 放大器, 该频带商用放大芯片实现 24dBm 的输出功率难以获得. 在更高频段, 由于国内芯片发展水平与国外存在差异, 且国外对军事电子领域的严格禁运, W 波段的宽带高次 MMIC 倍频芯片价格高昂且难以购得. 综合以上因素, 依靠低频端国产成熟器件, 采用倍频技术是实现 W 波段高次倍频源的有效方式, 基于功率合成技术来实现一定的输出功率. 由于六倍频源的核心是 W 波段三倍频器, 因此下文主要对其开展设计研究. 该三倍频器采用 NEDI 设计的电阻性二极管实现. 电阻性二极管优点是易于实现宽频段倍频器, 但难以实现高的倍频效率, 三倍频输出信号经功率合成后输出以提高输出功率.

$0.06 \times 0.06\text{mm}^2$; 空气桥长 0.03mm; 肖特基接触面积 $5\mu\text{m}^2$. 由于工作频率高, 工作波长与二极管的尺寸 ($0.3 \times 0.08 \times 0.05\text{mm}^3$) 可相比拟时, 必须考虑二极管物理结构引起的寄生参数影响. 采用场分析方法可把器件各种寄生参数考虑在内, 在场仿真软件 HFSS 中通过建立其三维电磁结构, 二极管材料参数设置如表 1 所示, 提取相应的 S 参数, 结合二极管 SPICES 参数, 采用谐波平衡分析方法, 分析二极管各端口的最优阻抗, 得到基波输入和三次谐波输出最优阻抗.



图2 二极管实物照片

表 1 二极管材料参数设置

材料	掺杂浓度	厚度	场仿真设置
N 外延层	2×10^{17}	0.2 μm	理想导体
N^+ 缓冲层 ($\epsilon_r = 12.9$)	5×10^{18}	4 μm	有损耗介质
衬底层 ($\epsilon_r = 12.9$)	0	50 μm	
SiO_2 层 ($\epsilon_r = 4$)	0	0.1 μm	

2.2 W 波段三倍频器

毫米波倍频器的电路结构是随着器件的发展而发展的, 由原先的正交波导立体式, 到后来的准光式、非

线性传输线式及混合集成式,再到现在的集成二极管式、无衬底技术及薄膜基片式,使倍频器性能、工作频率及可靠性得到了进一步提高.本文考虑到成本及客观条件限制,采用了混合集成平衡式倍频结构,平衡式倍频可以提高电路功率容量,获得较大的输出功率,并抑制不必要的谐波分量.W波段三倍频器采用了如图3的平衡式方案,由于输入信号被反相地加载到两个二极管上,其电压分别为^[16]

$$I_1 = f(V) = aV + bV^2 + cV^3 + dV^4 + eV^5 + \dots \quad (1)$$

$$I_2 = f(-V) = -aV + bV^2 - cV^3 + dV^4 - eV^5 + \dots \quad (2)$$

可以得到流出二极管的总电流为

$$I = I_1 - I_2 = 2aV + 2cV^3 + 2eV^5 + \dots \quad (3)$$

$$I_{\text{loop}} = I_1 + I_2 = 2cV^2 + 2eV^4 + \dots \quad (4)$$

可以看出,在平衡式三倍频器的输出端,由于相位抵消,输出电路中只有奇次谐波,偶次谐波电流只存在于二极管环路内部传输,有效地降低了谐波回收电路设计难度,提高了倍频效率,由于五次、七次和更高奇次谐波分量幅度大大低于三次谐波,且不在W波段之内,三倍频器输出电路中很容易得到抑制.

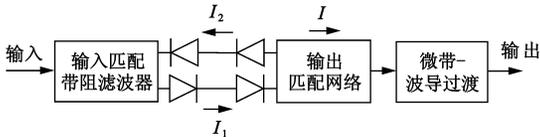


图3 W波段三倍频器原理图

W波段三倍频器电路主要由以下几部分构成,输入匹配带阻滤波器、输出匹配网络及输出波导-微带过渡.由于二极管的输入网络相对于三次谐波信号被设计成短路点,输出电路相对基波信号同样被设计成短路点,这样倍频器的输入和输出网络可以分别单独设计,由此计算得到基波输入和三次谐波输出的最优阻抗分别为 $18 - j55\Omega$ 和 $42 - j32\Omega$.采用线性分析方法优化设计模块电路各个部分的匹配网络,分别经单独优化设计后,结合二极管物理结构,在场仿真软件中建立倍频电路的场仿真模型,提取相应的多端口S参数文件,结合二极管SPICE模型,如图4所示优化三倍频器的倍频效率,如果性能满足要求设计输出,不满足指标要求,则重新优化设计电路的各个无源网络.设计的三

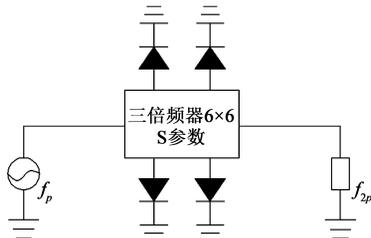


图4 三倍频器二极管阻抗计算图

倍频器模块和效率如图5、6所示,可以看出,在75~110GHz,实测倍频器效率在1.5~2.1%,倍频效率响应曲线较平坦.

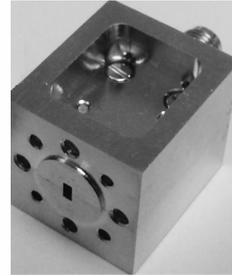


图5 三倍频器实物图

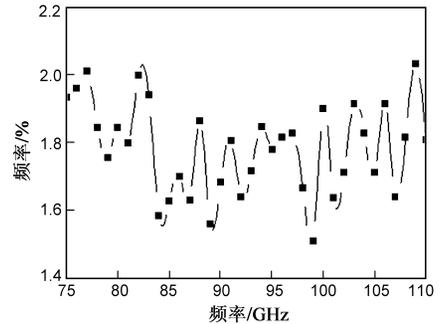


图6 W波段三倍频器倍频效率测试曲线

2.3 功率合路器

功率合路器主要有平面结构和波导结构,平面结构有威尔金森电桥、分支线电桥、Lange耦合器等,其结构简单、易于集成,但损耗大,合成效率低;波导功率合成器包括E/H面T分支、魔T、90度耦合器及180度环形桥等,其中E面T型合成器具有体积小、易加工、容差好等特点,因此本文采用了E面T型合成结构,如图7所示,其还包括两路W波段微带-波导过渡,以实现三倍频器输出信号到波导的低损耗过渡,性能仿真曲线如图8所示,幅度平衡度较好,由于结构完全对称,信号从1端口至2、3端口传输系数相位差与180度差值较小.

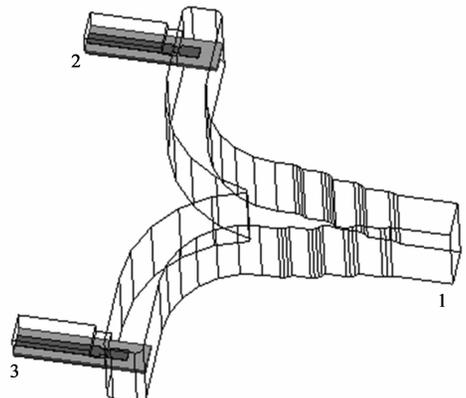


图7 E面T型功率合成网络结构

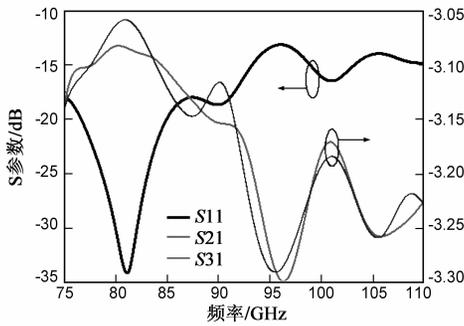


图8 功率合成网络仿真S参数

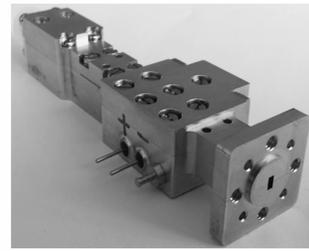


图9 W波段六倍频源实物图

3 试验研究

倍频电路基板 RG5880 片 Duroid5880 ($h = 0.127\text{mm}$ 、 $\epsilon_r = 2.2$ 、损耗角正切 $\text{tg}\delta = 0.01$) 及二极管分别采用焊料烧结至壳体和电路板相应位置处,输入接口为 K-KFD21 接头,输出接口为标准的 WR-10 ($2.54 \times 1.27\text{mm}^2$) 波导.电路壳体分上下腔加工,采用铜镀金材料,倍频器实物照片如图 9 所示.倍频源测试系统如图 10 所示,其输入信号源由 Agilent 8257D 提供,输出功率通过 PM4 功率计测试,频率则由 Agilent E4440A 频谱分析仪外加 Farran 公司的 WHMP-10 高次谐波混频器监测.性能测试曲线如下图 11、12,由于 Ka 波段单片放大器的饱和输出功率约 24dBm,因此两路三倍频器的总输入功率约为 27dBm,可以看出,研制的 W 波段六倍频源合成倍频效率大于 1.3%、输出功率大于 8.0dBm,在 112GHz 测得最大输出功率为 10.2dBm,输出功率及倍频效率响应曲线平坦,有效地解决了 W 波段宽带信号源的产生问题.从表 2 比较看出,三倍频器性能达到了国外如 Millitech 公司的商用产品水平,优于 Farran、Spacek Labs 等公司及文献^[8,9]高次倍频 MMIC 芯片的报道水平.

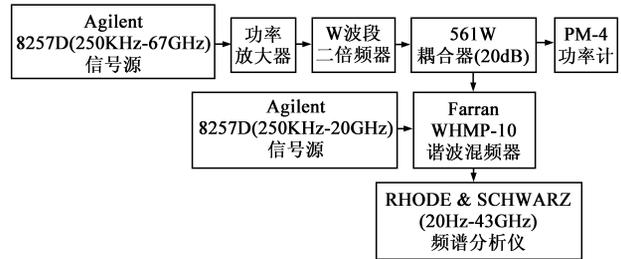


图10 W波段六倍频源测试方案

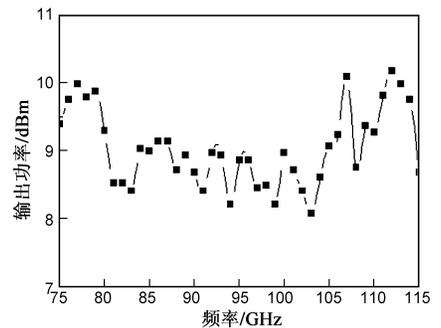


图11 W波段六倍频源输出功率

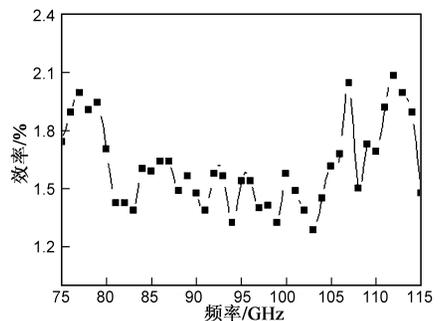


图12 W波段六倍频源合成倍频效率

表 2 W 波段六倍频源性能比较

公司	型号	频率 (GHz)	输出功率 (dBm)
五十五所	—	75 ~ 115	8.0 ~ 10.2
Millitech	AMC-10-RFH00	75 ~ 110	5 ~ 11
Farran	FES-10	75 ~ 110	3 ~ 8
Ducommun	SFE-100600-01	75 ~ 110	> -3.0
Norden Millimeter	ND7510G-10PO	75 ~ 110	0
Spacek Labs	AW-6XW	75 ~ 110	0
文献[9]	—	75 ~ 110	5.5 ~ 11
文献[10]	—	75 ~ 110	-3.7 ~ 2
文献[11]	—(MMIC)	75 ~ 110	0 ~ 7
文献[12]	—(MMIC)	75 ~ 110	-5 ~ 2.5

4 合成效率分析

从图 6 和 12 比较看出,单个三倍频器的效率典型值约为 1.75%,合成倍频效率约为 1.5%,由于六次倍频源采用的 Ka 放大器、三倍频器及合成网络采用了一体化设计,因此本文对于合成效率的分析按照典型值来讨论,可以推得两路倍频输出信号的合成效率约 84.3%.影响合成效率的因素主要有两路合成信号电路

损耗及相位不一致性,根据经验,该频段微带-波导过渡加 E-T 波导合成网络损耗约 0.5dB,从图 13 插损与合成效率分析可知,合成效率约 89.1%。对于两路合成信号存在一定幅度差与相位差的情况,从图 14 信号幅度、相位差与合成效率的分析可知,合成效率主要与相位误差关系有关,与幅度误差关系不太,因此基本可忽略由幅度误差引起的效率变化。下面主要考虑两路合成信号的相位误差,该误差主要由以下两方面产生:其一,Ka 波段宽带功分器及巴仑产生的相位误差,与 180 度相差一般能控制在 4 度以内,通过三倍频后该相差放大了 3 倍即 12 度以内;其二,E-T 结构合成网络采用了完成对称的结构,由此产生的输系数相位差与 180 度相位差基本可以控制在 3 度以内;再此加上其它器件如倍频用二极管、Ka 波段放大器等,信号传输至输出合成端口时总的相位误差可控制在 20 度以内。由于 Ka 放大器工作在饱和状态,幅度误差可以 0.3dB 以内,因此综合考虑相位误差和幅度误差产生的影响,由图 14 可知信号合成效率基本可达到 97%,结合上文电路损耗对合成效率的讨论,总的合成效率基本为 86.4%,与实际测试结果 84.3% 较吻合,说明上述分析和六倍频源工作状态较吻合。

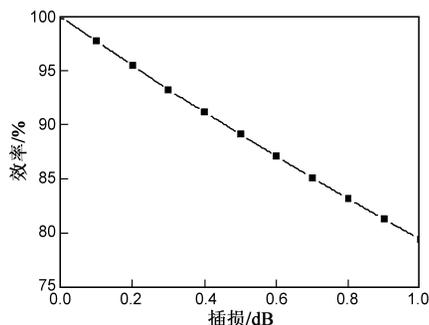


图13 合成效率与电路损耗的关系

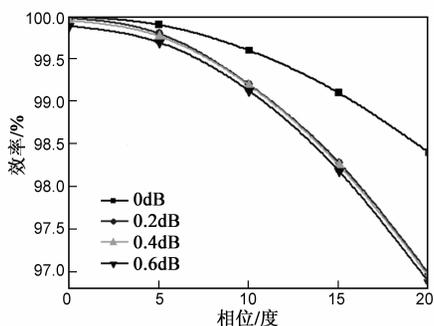


图14 合成效率与信号幅度差、相位差的关系

基于上述分析讨论,可以看出合成网络损耗对合成效率的影响最为突出,降低合成网络损耗是实现毫米波高合成效率的关键性因素,其次是合成信号的相位误差,再次是幅度误差。针对后两者产生的影响,我

们可以采用同一批次的功率 MMIC 芯片、推饱和工作;设计成对称性的合成网络、减小加工设计容差等来提高合成效率。对于合成电路损耗,可以通过改进传输线材料、波导合成网络结构,如采用低损耗角的石英介质板、实现波导-微带过渡段的低损耗等来提高毫米波固态功率合成的效率。

5 结论

基于 NEDI GaAs 工艺线设计的变阻二极管,采用混合集成技术,本文实现了 75 ~ 115GHz 的 W 波段六倍频功率合成信号源。在 75 ~ 115GHz 测得六倍频源输出功率大于 8.0dBm、合成倍频效率典型值 1.5%,两路合成信号合成效率约 84.3%,输出功率和效率平坦,性能达到国外同类产品水平,可扩展现有的微波信号源至 75 ~ 115GHz。基于合成效率的分析,可以看出降低合成网络损耗是实现高合成效率的首要的条件,其次是合成信号的相位误差,再次是幅度误差,这对毫米波及其更高频段功率合成技术研究具有很好的指导意义。

参考文献

- [1] EISELE H, HADDAD G I. Potential and capabilities of two-terminal devices as millimeter and submillimeter-wave fundamental sources [A]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest[C]. Anaheim: IEEE, 1999. 933 - 936.
- [2] EISELE H, HADDAD G I. Two-terminal millimeter-wave sources [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1998, 46(6): 739 - 746.
- [3] 姚常飞,周明,等. 基于肖特基势垒二极管的太赫兹固态倍频源和探测器研制[J]. 电子学报, 2013, 41(3): 438 - 443.
YAO Chang-fei, ZHOU Ming, et al. Development of terahertz frequency solid state multiply sources and sensors with Schottky barrier diodes [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(3): 438-443. (in Chinese)
- [4] Millitech. Multipliers and AMCs [EB/OL]. [Http://www.millitech.com/MultiplierAMC.html](http://www.millitech.com/MultiplierAMC.html), 2014.
- [5] Farran. WR 10 Source Module 75-110GHz FES-10 [EB/OL]. [Http://www.farran.com/contentFiles/productFiles/FES-10.pdf](http://www.farran.com/contentFiles/productFiles/FES-10.pdf), 2014.
- [6] Ducommun Incorporated. Frequency Extenders [EB/OL]. [Http://www.ducommun.com/pdf/SFE-Series.pdf](http://www.ducommun.com/pdf/SFE-Series.pdf), 2014.
- [7] Norden Millimeter. Frequency Multiplier [EB/OL]. [Http://www.nordengroup.com/wp-content/uploads/ND75110G0P0.pdf](http://www.nordengroup.com/wp-content/uploads/ND75110G0P0.pdf), 2014.
- [8] Space Labs. Full Band Active Multipliers [EB/OL]. [Http://spacelabs.com/cm/Products/Frequency Multipliers/Home.html](http://spacelabs.com/cm/Products/Frequency%20Multipliers/Home.html), 2014.

- [9] CHEN Z H, XU J P. Design and characterization of a W-band power-combined frequency tripler for high-power and broadband operation [J]. Progress in Electromagnetics Research, 2013, 134(1): 133 – 150.
- [10] MORGAN M, WEINREB S. A full waveguide band MMIC tripler for 75-110 GHz [A]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest [C]. Phoenix: IEEE, 2001. 103 – 106.
- [11] KALLFASS I, MASSLER H, TESSMANN A, et al. A broadband frequency sextupler MIMIC for the W-band with > 7dBm output power and > 6dB conversion gain [A]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest [C]. Honolulu: IEEE, 2009. 2169 – 2172.
- [12] KALLFASS I, TESSMANN A, MASSLER H, et al. A W-Band active frequency-multiplier-by-six in waveguide package [A]. Microwave Conference [C]. Berlin: IEEE, 2010. 74 – 77.
- [13] WEBER R, LEWARK U, LEUTHER A, et al. A W-Band $\times 12$ multiplier MMIC with excellent spurious suppression [J]. IEEE Transactions on Microwave Wireless Components Letters, 2011, 21(4): 212 – 214.
- [14] XIAO Q, HESEL J L, CROWE T W, et al. High-efficiency heterostructure-barrier-varactor frequency triplers using AlN substrates [A]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest [C]. Long Beach: IEEE, 2005. 12 – 17.
- [15] 姚常飞, 周明, 等. 基于 NEDI 砷化镓肖特基二极管的 D 波段和 G 波段倍频源研究 [J]. 红外与毫米波学报, 2014, 33(3): 64 – 70.
YAO Chang-fei, ZHOU Ming, et al. Development of D-band and G-band frequency multiply sources with Schottky diodes of NEDI [J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2014, 33(3): 64 – 70. (in Chinese)

- [16] MAAS S A. Nonlinear Microwave and RF Circuits [M]. Boston: Artech House, 2003.

作者简介



姚常飞 男, 1982 年出生于江苏省常州市, 博士, 高级工程师, 中国电子学会高级会员, 2010 年博士毕业加入中国电科五十五所工作至今, 2011 年获中国电科五十五所“最佳新人”称号, 2012 年获中国电科五十五所“科技进步三等奖”一项, 2013 年获中国电科五十五所“科技进步二等奖”一项, 及“优秀科技工作者”和“优秀员工”称号. 在国内外期刊发表科研论文二十余篇, 研究方向微波毫米波小型化 TR 组件及毫米波亚毫米波辐射计.

E-mail: yaocf1982@163.com

周明 男, 1974 年出生于江苏省南京市, 研究员, 现就职于南京电子器件研究所, 研究方向微波毫米波组件产品开发与研究.

E-mail: zright@sina.com

罗运生 男, 1944 年出生于辽宁省沈阳市, 研究员, 现就职于南京电子器件研究所, 研究方向微波毫米波电路与系统.

许从海 男, 1981 年出生于江苏省淮安市, 工程师, 现就职于南京电子器件研究所, 研究方向微波毫米波多功能组件产品开发.

郁建 男, 1972 年出生于江苏省南京市, 工程师, 现就职于南京电子器件研究所, 研究方向微波毫米波开关组件产品开发.