

## 170 GHz 和 340 GHz CSMRs 滤波器选频网络研究

蒋 均<sup>1,2</sup>, 陆 彬<sup>1,2</sup>, 田遥岭<sup>1,2</sup>, 郝海龙<sup>1</sup>, 张 健<sup>1,2</sup>, 邓贤进<sup>1,2</sup>

- (1. 中国工程物理研究院电子工程研究所, 四川 绵阳 621900;
2. 中国工程物理研究院微系统和太赫兹研究中心, 四川 成都 610200)

**摘 要:** 为了实现倍频器多谐波输出, 满足系统多频率需求, 同时减少成本, 增加系统集成度, 引入了改进紧凑型悬置微带谐振单元(Compact Suspended Microstrip Resonators (CSMRs))滤波器, 主要研究并实现了 170 GHz 和 340 GHz 双频段分别输出。仿真中分别设计 170 GHz 和 340 GHz 探针, 引入 CSMRs 低通滤波器增加 170 GHz 对高频段的隔离, 减小波导高度, 提高 WR.2.8 波导截止频率, 增加对 300 GHz 以下频段抑制, 为了测试其输出特性和网络损耗, 设计 170~340 GHz 背靠背模块。仿真结果为低通 CSMRs 滤波器满足在 20~180 GHz 通带内反射系数小于-18 dB, 在 266~520 GHz 阻带内抑制度大于 20 dB, 背靠背结构仿真 170 GHz 与 340 GHz 频段反射系数均小于-15 dB, 端口隔离大于 30 dB, 表现出良好的选频特性。测试结果表明: 在 170 GHz 端口通带为 150~185 GHz, 反射系数小于-10 dB, 损耗大于 1.2 dB; 在 340 GHz 端口, 通带为 306~355 GHz, 反射系数小于-10 dB, 损耗 2 dB, 两端口隔离度大于 10 dB, 最好 60 dB。

**关键词:** 多谐波; 低通滤波; 太赫兹; 紧凑型悬置微带谐振单元

**中图分类号:** TN711.3 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA201746.1125001

## 170 GHz and 340 GHz frequency selective network based on CSMRs filter

Jiang Jun<sup>1,2</sup>, Lu Bin<sup>1,2</sup>, Tian Yaoling<sup>1,2</sup>, Hao Hailong<sup>1</sup>, Zhang Jian<sup>1,2</sup>, Deng Xianjin<sup>1,2</sup>

- (1. Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621900, China;
2. Microsystem and Terahertz Research Center, China Academy of Engineering Physics, Chengdu 610200, China)

**Abstract:** In order to get different harmonics output of frequency multiplier, a 170 GHz and 340 GHz frequency selective network based on Compact Suspended Microstrip Resonators (CSMRs) filter was designed. The design met the multi-frequency requirements of systems, and the cost was reduced and the system integration degree was increased. In the simulation, the 170 GHz and 340 GHz probes were designed respectively. CSMRs low-pass filter was introduced to increase the isolation degree of 170 GHz and 340 GHz bands. The waveguide height was decreased, the cutoff frequency of the WR.2.8 waveguide was increased below 300 GHz. The measurement module was back-to-back of Selective Network. The simulation results show that CSMRs filter has  $S_{11} < -18$  dB between 20 GHz and 180 GHz,  $S_{12} < -20$  dB between 266 GHz and 520 GHz. The back-to-back module  $S_{11}$  is better than -15 dB at 170 GHz and 340 GHz bands, and two ports isolation degree is better than 30 dB. Measurement results show that  $S_{11} < -10$  dB and transmission loss is better than 1.2 dB at 150~185 GHz.  $S_{11} < -10$  dB between 306 GHz

收稿日期: 2017-03-10; 修订日期: 2017-05-20

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(2015CB755406)

作者简介: 蒋均(1987-), 男, 助理研究员, 博士, 主要从事太赫兹倍频混频组件技术方面的研究。Email: 000jiangjun@163.com

通讯作者: 张健(1968-), 男, 研究员, 博士, 主要从事电子学系统、无线通信、太赫兹科学与技术方面的研究。Email: zhangjian@mtrc.ac.cn

and 355 GHz, and transmission loss is 2 dB, two ports isolation degree is 10–60 dB.

**Key words:** high harmonics; low pass filter; terahertz; compact suspended microstrip resonators

## 0 引言

太赫兹(THz,  $10^{12}$  Hz)波是指频率在 0.1~10 THz 之间的电磁波,对应的波长小于 3 mm<sup>[1]</sup>。太赫兹发展极为迅猛,应用最成功的领域有:太赫兹感知成像、太赫兹高速通信和太赫兹雷达。截止至 2015 年,德国 IAF 户外 237.5 GHz 通信演示系统 20 m 通信速率达 100 Gbps<sup>[2]</sup>,移动成像设备例如 Terasense 公司的太赫兹成像系统已面市;在生物成像和光谱分析方面发展同样迅猛。目前,太赫兹肖特基二极管器件截止频率已经突破 5 THz<sup>[3]</sup>。同时,太赫兹在对烟雾透射<sup>[4]</sup>、光学室内成像<sup>[5]</sup>和等离子体透射<sup>[6]</sup>等方面也具备很强的应用前景。虽然如此,其大规模运用尚需时日,主要原因在于 THz 频段信号产生和接收检测技术未能完全突破,使得 THz 技术的发展远远落后于毫米波及红外,应用潜能未能充分发挥<sup>[7]</sup>,故此波段常被称为“太赫兹空隙”(Terahertz gap)。

太赫兹倍频源可以在 0.1~2.5 THz 频段内提供高频率稳定度、低相位噪声、输出功率从数百 mW (0.1 THz)到数  $\mu$ W 量级(2 THz)的固态太赫兹源,倍频次数以二次倍频器级联为主。在通信中,常常用到不同频段,面临不同本振链路问题。在实际系统中,往往利用高次谐波混频器<sup>[8]</sup>,减小系统射频信道的复杂度,但面对多套系统同时工作时系统性能指标往往难以满足要求。为此,高次倍频技术优势日渐凸显,结合高次倍频器,可以将频率源轻易地实现至太赫兹频段范围,从而得到一种低噪声全固态的本振源。文献中对高次倍频少有提及,原因在于随着倍频次数的增加,电路变得复杂,带宽也变窄,但这并不影响其作为通信本振源最佳选择。1979 年,Tohru Takada 等人第一次报道了 600 GHz 单点四倍频器<sup>[9]</sup>,输出功率为 -28 dBm,倍频效率 0.13%。随后在 1989 年,Timo J. Tolmunen 报道了一系列关于倍频器的文章,其中包括四倍频器和五倍频器<sup>[10-11]</sup>,其输出频率为 140~155 GHz,输出功率为 1.5~2.7 mW。在太赫兹分立组件发展的同时,薄膜技术尤其是石英薄膜抛光<sup>[12]</sup>、电镀、装配以及热影响<sup>[13]</sup>方面也有了相应发展,以适应当前不同系统环境要求。

基于高次谐波倍频,设计一个 340 GHz 四倍频器二次谐波和四次谐波同时输出选频网络,同时提供 170 GHz 和 340 GHz 相干本振,主要包括以下内容:超倍频程 CSMRs 滤波器实现 170 GHz 和 340 GHz 频段的隔离度;170 GHz 和 340 GHz 频段的微带探针转换;340 GHz 减高波导提高对低频段的隔离度。

## 1 CSMRs 低通滤波器

2000 年香港城市大学薛泉教授提出了一种紧凑的微带谐振器 (CMRC)<sup>[14]</sup>,该滤波器因其结构紧凑、带外抑制度高和带宽较宽等优势,随后被多次改进演变出各类滤波结构,CSMRs 就是基于悬置微带线所设计的<sup>[15]</sup>。

CSMRs 滤波器是选频网络中最重要部分,主要作用就是提高 170 GHz 和 340 GHz 的隔离度,输入滤波器电路结构如图 1 所示,包括两个谐振单元。图 1(b)给出输入滤波器的 S 参数,图 1(c)为改进型

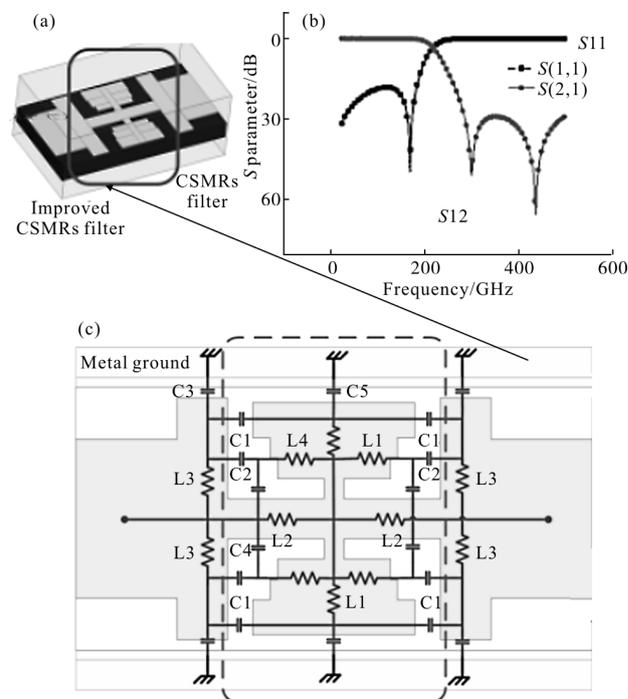


图 1 (a)CSMRs 滤波器仿真结构;(b)输入滤波器仿真结构;(c)改进型 CSMRs 滤波器结构和 L-C 等效电路模型

Fig.1 (a) Simulated structure of CSMRs filters; (b) simulated structure of input filter; (c) improved CSMRs filters architecture and L-C equivalent circuit model

CSMRs 滤波器电路结构和等效电路,与紧凑微带共振(CMRs)滤波器相比,接地电容从微带面积与地之间形成大电容变成到金属壁的边缘电容,C3 和 C5 接地电容值大大减小。从谐振频率  $f_0=1/(LC)^{1/2}$  分析,这有利于谐振频率提高,C1、C2 和 C4 主要影响滤波器的抑制度,不必减小微带面积,保证 L1~L4 的调节空间,调整 T 型谐振器尺寸,容易改变 L1~L2 这两个最为关键的分量,C1 和 C2 也随之改变。

## 2 探针设计

### 2.1 170 GHz 探针仿真

170 GHz 波导转悬置微带探针采用高低阻抗匹配方式,基板为 50  $\mu\text{m}$  石英,HFSS 仿真模型见图 2(a),仿真结果如图 2(b)所示。利用三段减高波导对探针实部进行匹配,增加带宽,减小微带线匹配难度。

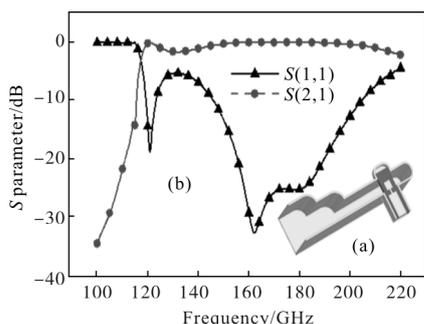


图 2 170 GHz 探针三维 HFSS 仿真模型(a)及仿真结果(b)

Fig.2 HFSS 3D model of 170 GHz probe (a) and simulation results(b)

### 2.2 340 GHz 探针仿真

340 GHz 波导微带转换探针与 170 GHz 探针有所不同,其功能要求必须抑制 170 GHz 信号外泄,同时让 340 GHz 信号不经过 170 GHz 探针,因此,探针增加 170 GHz 低通 CSMRs 滤波器,探针三维结构如图 3(a)所示。探针一共分为三个 Port,其中 Port1 输入全频段信号,通过悬置微带线 CSMRs 滤波器结构 Port 2 仅输出 170 GHz 频带,通过微带波导探针转换结构,波导仅输出 340 GHz 波段,为了更好地抑制 170 GHz 信号,波导加入了一段减高减宽的结构,提高 WR2.8 波导对低频段的抑制度,得到仿真结果如图 3(b)所示。从仿真结果不难发现,1 和 2 端口之间 340 GHz 的隔离度大于 40 dB,1 和 3 之间对 170 GHz 的抑制度大于 120 dB,而 1 端口 S11 在 165GHz 和

330 GHz 附近达到最小,带内均小于 -20 dB,完全实现 170 GHz 和 340 GHz 波段的选频特性。

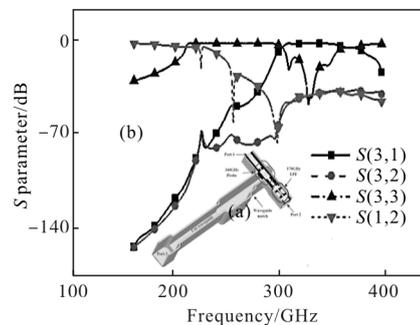


图 3 340 GHz 探针三维 HFSS 仿真模型(a)及仿真结果(b)

Fig.3 HFSS 3D model of 340 GHz probe (a) and simulation results(b)

### 2.3 170~340 GHz 探针级联仿真

将 170 GHz 和 340 GHz 输出探针级联,实现 170 GHz 和 340 GHz 选频网络,Port1 为信号输入端,信号经过 340 GHz 波段选频输出后,进入 170 GHz 低通滤波(LPF),通过 170 GHz 悬置微带转波导结果选出 170 GHz 波段信号,三维结果如图 4 所示,仿真结果如图 5、图 6 所示,仿真结果表明 170 GHz 和 340 GHz 波段输出回波均小于 -20 dB,两者之间隔离大于 40 dB。

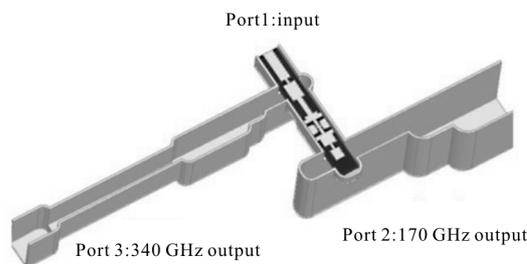


图 4 170~340 GHz 探针级联三维图

Fig.4 Simulation cascade 3D model of 170~340 GHz probe

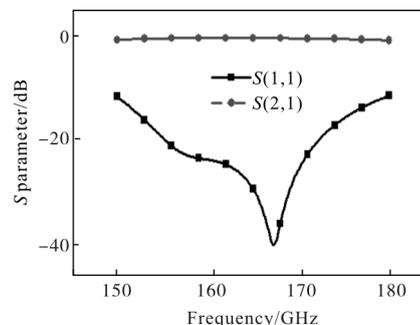


图 5 70~340 GHz 频段选频网络在 170 GHz 频段输出的 S 参数结果

Fig.5 170~340 GHz frequency selective probe results of S-parameter at 170 GHz band

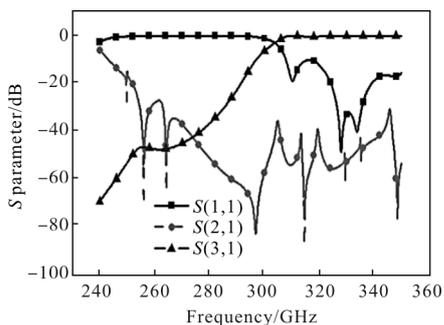


图 6 170~340 GHz 频选网络在 340 GHz 频段输出的 S 参数结果

Fig 6 170~340 GHz frequency selective probe results of S-parameter at 340 GHz band

### 2.4 工艺实现

在实现背靠背测试电路中主要用到三种工艺条件:高精度机械加工,50 μm 石英薄膜技术以及微组装工艺。目前石英薄膜工艺主要是包括前期机械减薄、4 μm 厚金层电镀以及激光切割技术。机械加工采用高速车床和 0.2 μm 铣刀实现。在装配上采用常规混频倍频装配二极管方式,在设计过程中给出四个粘接位置,防止基片变形。

### 3 实验结果

因为输入段为 170~340 GHz 波段,无法直接从悬置微带输入,在测试结构上采用背靠背测试方法,将 170 GHz 波段和 340 GHz 波段分别馈入两个不同的波导口,分别测量个端口 S 参数,仿真三维结构如图 7 所示。

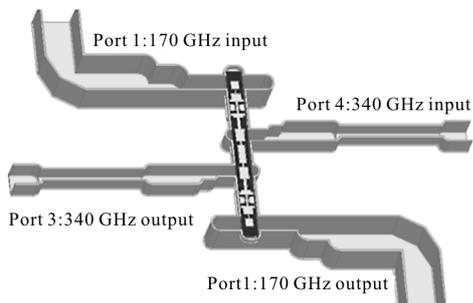


图 7 170~340 GHz 波段分频网络

Fig.7 170~340 GHz band frequency selective network

在实验中,将图 8 所示的背靠背测试模块在三个扩展频段下进行测试:150~220 GHz,220~325 GHz、325~500 GHz。测试内容主要包括了 170 GHz 频段输出特性、340 GHz 输出特性以及 170 GHz 输出通道

340 GHz 的隔离特性。通带测试结果分别如图 9 和图 10 所示,相应通带内均满足  $S_{11} < -10$  dB,损耗在为 2 dB。170 GHz 通带和 340 GHz 通带之间的端口隔离大于 25 dB,在电路中加入的 170 GHz 低通 CSMRs 滤波器发挥了极大作用,由于隔离度与  $S_{11}$  数值区别较大,在图中仿真和测试结果并未画出。

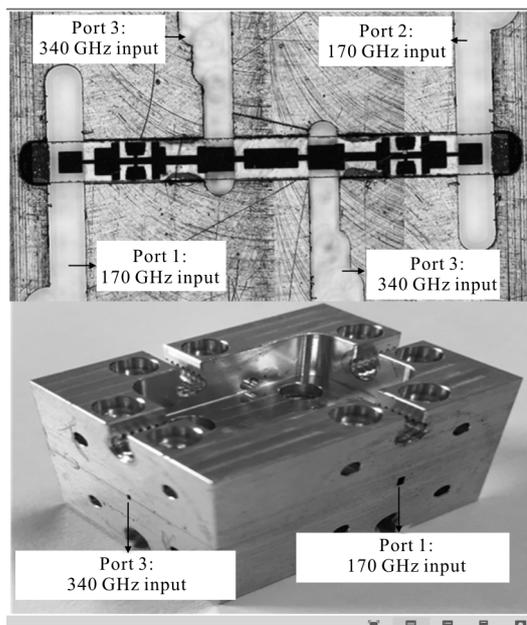


图 8 170~ 340 GHz 波段背靠背测试电路图和模块图

Fig.8 170~340 GHz back to back circuit and module

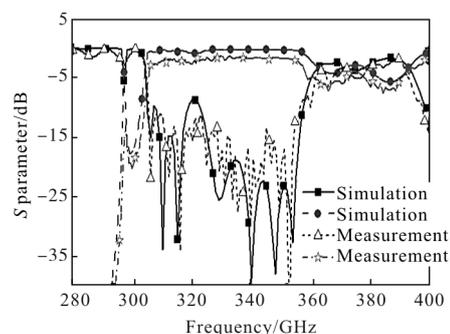


图 9 170~340 GHz 频选网络测试模块在 340 GHz 频段 S 参数的仿真与测试结果

Fig 9 170~340 GHz frequency selective network simulation and measurement results of S-parameter at 340 GHz band

在测试中传输损耗比仿真大,这主要是因为 HFSS 仿真中并未设置与实际损耗相关的参数,损耗主要来源包括介质基板的正切损耗角以及电路金层导电率与仿真理想金层有一定差距这两方面因素。同时,在测试中  $S_{11}$  与仿真也存在一定差别,

170 GHz 输出端口位于背靠背测试模块电路两端, 电路尺寸较大, 340 GHz 端口位于电路中间, 电路尺寸较小, 而微组装以 340 GHz 端口为装配基准, 从而造成 170 GHz 端口探针误差比 340 GHz 大得多, 所以对 340 GHz 端口造成的影响相比 170 GHz 的要多, 同时在装配过程中, 需要通过加热后冷却导电胶的方式对石英基片进行固定, 铝和石英热膨胀率相差巨大, 导致石英基板会发生弯曲甚至断裂等现象, 同样会对 170 GHz 端口造成较大影响。例如, 如图 8 所示的该测试模块中, Port 3 和左侧滤波电路之间就出现了有一处基片裂痕 (金带并未断裂), 这明显增加了装配误差。在 HFSS 中, 通过对 170 GHz 容差性仿真, 改变探针位置和悬置微带线高度均会造成 S11 的恶化, 定性分析出 170 GHz 端口理论和实际测量 S11 偏差原因。

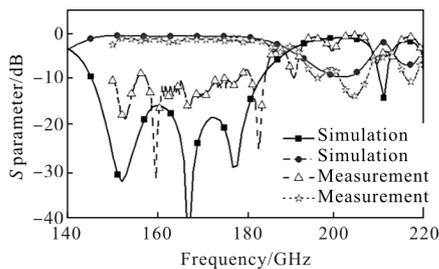


图 10 170~340 GHz 频选网络测试模块在 170 GHz 频段 S 参数的仿真与测试结果

Fig.10 170~340 GHz frequency selective network DUT simulation and measurement results of S-parameter at 170 GHz band

## 4 结 论

文中设计和测试了一种基于 CSMRs 滤波器的 170 GHz 和 340 GHz 无源网结构。为了提高端口之间的隔离度, 减少网络损耗, 在电路设计中避免接地微带线, 采用 50 μm 无地石英基片, 利用腔体和悬置微带线形成准同轴模式场, 成功地仿真了性能优异的 CSMRs 滤波单元, 提高两端口之间的隔离性能。仿真和加工装配实现了 170 GHz 和 340 GHz 悬置微带波导过渡, 在装配中采用低温烘烤(60 °C), 防止安装发生变形和石英薄膜断裂现象, 实验结果表明: 170 GHz 和 340 GHz 波段内反射系数均优于 -10 dB, 带宽分别为 150~185 GHz 和 306~355 GHz。在 340 GHz 端口对 170 GHz 抑制超过 60 dB, 在

170 GHz 端口对 340 GHz 波段抑制度也超过 10(中心频率超过 30 dB), 为实现谐波(>2)分频提供了一种电路实现方法。

## 参考文献:

- [1] Liu Shenggang. Recent development of terahertz science and technology[J]. *China Basic Science*, 2006(1): 7-12.  
刘盛纲. 太赫兹科学技术的新发展 [J]. 中国基础科学, 2006(1): 7-12.
- [2] Koenig S, Lopezdiaz D, Antes J, et al. Wireless sub-THz communication system with high data rate [J]. *Nature Photonics*, 2013, 7(12): 977-981.
- [3] Wang Junlong, Yang Dabao, Xing Dong, et al. Equivalent circuit model study of mixing diode with cut-off frequency of 5 THz[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(9): 0925001. (in Chinese)  
王俊龙, 杨大宝, 邢东, 等. 5 THz 混频二极管等效电路模型研究[J]. 红外与激光工程, 2016, 45(9): 0925001.
- [4] Wang Qichao, Wang Jiachun, Zhao Dapeng, et al. Research on transmission capacity of THz for smoke[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2015, 44(12): 3696-3700. (in Chinese)  
王启超, 汪家春, 赵大鹏, 等. 太赫兹波对烟幕的透射能力研究[J]. 红外与激光工程, 2015, 44(12): 3696-3700.
- [5] Huang Heqing, Feng Lihui, Ni Guoqiang, et al. Indoor imaging visible light positioning with sampled sparse light source and mobile device [J]. *Chinese Optics Letters*, 2016, 14(9): 1671-7694.
- [6] Ya Bai, Jie Tang, Xu Rongjie, et al. Evolution of terahertz waves in air plasma driven by orthogonally polarized two-color pulses [J]. *Chinese Optics Letters*, 2016, 14(9): 093201.
- [7] Armstrong C M. The truth about terahertz [J]. *Spectrum, IEEE*, 2012, 49(9): 36-41.
- [8] Ding Dezhi, Xu Jinping, Chen Zhenhua. Design of W-band eighth harmonic mixer for broadband operation based on an improved model [J]. *J Infrared Millim Waves*, 2015, 34(3): 314-320.
- [9] Takada T, Ohmori M. Frequency triplers and quadruplers with GaAs Schottky-barrier diodes at 450 and 600 GHz[J]. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 1979, 27: 519-523.
- [10] Tolmunen T J, Räisänen A V. An efficient Schottky-varactor frequency multiplier at millimeter waves. III - quadrupler [J]. *International Journal of Infrared &*

- Millimeter Waves*, 1987, 10(4): 475–504.
- [11] Tolmunen T J, Räisänen A V. An efficient Schottky – varactor frequency multiplier at millimeter waves. part iv. quintupler [J]. *International Journal of Infrared & Millimeter Waves*, 1989, 10(4): 505–518.
- [12] Yuan Linguang, Xue Zhanli, Li Hongguang, et al. Measurement of normal emissivity of materials at low temperature [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2016, 24(1): 59–64. (in Chinese)  
袁林光, 薛战理, 李宏光, 等. 低温状态下的材料法向发射率测量[J]. *光学精密工程*, 2016, 24(1): 59–64.
- [13] Xu Jiwei, Zhou Jun. Numerical calculation of millimeter wave pattern painting stealthy coat emissivity [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2017, 46(3): 0321002. (in Chinese)  
徐记伟, 周军. 毫米波迷彩隐身涂层发射率分布数值计算[J]. *红外与激光工程*, 2017 46(3): 0321002.
- [14] Quan Xue, Kam Man Shum, Chi Hou Chan. Novel 1–D microstrip PBG cells[J]. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 2000, 10(10): 403–405.
- [15] 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. (in Chinese)  
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.