

# 被动毫米波成像技术

王华力 李兴国<sup>√</sup> 彭树生 王一丁

TN015

(南京理工大学毫米波近感技术研究所, 江苏, 南京, 210094)

**摘要** 综述了被动毫米波成像技术发展动态, 并对焦平面阵列和干涉仪合成阵列两种先进的成像体制进行了原理和系统分析, 介绍了一种新型的 8mm 数字式干涉仪阵列辐射计系统设计方案, 还讨论了这一技术的应用前景。

**关键词** 毫米波辐射计, 被动成像, 焦平面阵列, 干涉仪阵列, 孔径合成。

## 引言

被动毫米波成像是指依靠 35、94、140、220 GHz 的大气传播窗口, 接收(地面或空中)物体及背景的热辐射能量来探测物体的特性并产生高分辨率图象, 这种图象能够反映出景物各部分温差和辐射能力的差异。目前, 大多数毫米波辐射计探测器未被广泛应用于成像, 其主要原因有: (1) 一般物体毫米波波段的辐射强度远低于其在红外波段的辐射强度; (2) 毫米波高灵敏度探测器受到技术及经济条件的限制; (3) 传统的单波束天线机械扫描成像方式不仅数据率低、实时成像困难; 而且往往受到工作波长及天线几何尺寸等因素的制约, 空间分辨率较低。

近年来, 随着毫米波技术的迅速发展和应用范围的日益扩大, 先进的多波束阵列成像技术也日趋成熟, 其中真实孔径的焦平面阵列和合成孔径的干涉仪阵列两个发展方向尤其成为人们关注的焦点。本文结合国内外在这一领域的发展动态, 对这两种成像体制进行理论分析和论证, 同时介绍一种数字式干涉仪阵列系统设计方案, 并探讨被动毫米波成像技术的应用前景。

## 1 被动毫米波阵列成像技术及理论基础

一般说来, 被动毫米波阵列成像方式大致有三种: 焦平面阵列成像, 相控阵波束形成以及干涉仪阵列孔径合成(见图 1)。毫米波焦平面阵列成像与光学照相和红外焦平面成像原理上有些类似(物理过程是有差异的), 属于非相干的多波束直接成像; 相控阵波束形成和干涉仪阵列孔径合成的工作原理极为相似, 均以部分相干处理为基础实现波束(或孔径)合成。相控阵波束形成方式由于难以设计高效率的辐射单元, 以及存在较大的馈电损耗等原因, 在被动毫米波系统中较少采用; 而干涉仪孔径合成普遍采用稀疏阵列配置, 已广泛应用在射电天文观测和地球环境遥感等被动成像系统中<sup>[1,2]</sup>。

### 1.1 辐射计系统的空间分辨率和温度灵敏度

空间分辨率和温度灵敏度是衡量毫米波辐射计探测器系统性能的主要参数. 辐射计系统的空间分辨率通过接收天线的 3dB 波束宽度来描述<sup>[3]</sup>, 即

$$\theta_{3dB} = K \frac{\lambda}{D}, \quad (1)$$

式(1)中,  $K$  为决定于天线类型及加权函数的系数. 这一等式给出了毫米波辐射计的空间分辨率与系统工作频率 ( $f=c/\lambda$ ) 及天线口径大小  $D$  成反比的基本关系式, 换句话说, 在工作波长一定的情况下, 只有通过增大天线口径的办法来提高毫米波辐射计系统的空间分辨率, 但是这一办法在实际应用时往往受到许多因素的制约.

由于天线所接收的毫米波辐射信号十分微弱, 接收机的内部噪声起伏直接影响辐射计的输出信号. 辐射计的灵敏度通常采用最小可分辨噪声温度来表征, 它与接收机结构有直接的关系, 当忽略系统增益起伏时, 有

$$\Delta T_{\min} = \frac{K_r T_{ys}}{\sqrt{B\tau}}, \quad (2)$$

式(2)中,  $K_r$  表示辐射计结构参数, 全功率型辐射计  $K_r$  为 1;  $T_{ys}$  表示系统噪声温度,  $B$  为中频有效带宽,  $\tau$  是积分时间. 采用低噪声辐射计接收机是提高辐射计灵敏度的关键, 增大系统带宽或增加积分时间在一定程度上也可以改善辐射计灵敏度指标.

### 1.2 毫米波焦平面阵列(MFPA)

毫米波焦平面成像阵列通常是将单片的毫米波阵列探测器置于较大口径的抛物反射面或透镜天线(统称为聚焦天线)的焦面, 利用馈源阵列的偏焦, 产生多个不同指向的高增益固定波束覆盖视场, 即形成“凝视”. 这样可以实现在同一时间对多个波束输出能量的差别进行比较, 从而提高了辐射计的灵敏度和成像的数据速率. 理论上, 一个  $N$  元焦平面阵列探测器比单元探测器可减小系统检测时间  $N$  倍, 或者在给定的积分时间内系统灵敏度提高  $\sqrt{N}$  倍. 根据式

(1), 毫米波焦平面成像系统的空间分辨率取决于聚焦天线的口径大小.

根据衍射受限的非相干成像理论可知<sup>[4]</sup>: 焦平面的亮温像是场景亮温分布与天线增益函数的卷积, 即

$$\hat{B}_i(\theta) = B(\theta) * G_i(\theta), \quad (3)$$

式(3)中,  $G_i$  代表 MFPA 第  $i$  个波束所对应的锐方向性函数. 考虑对称的天线波束的空间频谱特性, 其空间截止频率为  $2D/\lambda$ . 这样, 焦面的亮温分布(空域)是带限的. 依据 Shannon 采样定理的要求, 图象重建所需的采样间隔要视聚焦天线的空间分辨率而定. 假如天线口径大小为  $D$ , 其 3dB

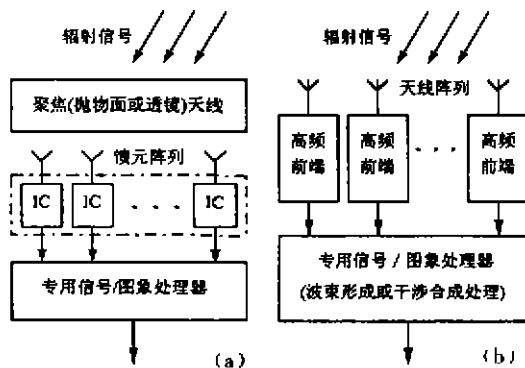


图1 毫米波阵列成像系统基本结构

(a) 焦平面阵列 (b) 相控阵列和干涉仪阵列

Fig. 1 Schematic of passive millimeter-wave array imaging system

(a) focal plane array; (b) phased array and interferometry array.

的波束宽度约为  $\lambda/D$ , 相应地焦面上象元大小大致等于  $\lambda * F$ ,  $F$  是天线系统的焦距比. 采样间隔  $T$  由下式表示

$$T_l = \frac{F \cdot \lambda}{2}, \quad (4)$$

与之相对的波束间距为  $1/2\theta_{3dB}$ .

为了获得满意的亮温度图象质量, MFPA 不仅要求各波束都有高的增益, 而且要求有高的波束交叉电平及低的旁瓣电平. 因此, 在毫米波焦平面成像系统设计中遇到的一个实际问题是: 在给定的口径内, 可以得到多少条(与象元数相对应的)固定方向的锐波束. Ruze 得出在容许 1dB 增益损失条件下, 可偏轴使用的最大波束数目( $n$ )的计算公式<sup>[4]</sup>为

$$n_{\max} = 0.44 + 22F^2, \quad (5)$$

MFPA 的出现, 很大程度上得益于 MMIC 技术的日趋成熟. 利用 MMIC 技术可以将探测器的混频、放大、检波等功能集成在一基片上, 具有高灵敏度、低功耗和高可靠性等诸多优点. 颇有影响的是 92 年美国 Millitech 公司研制成功的 94GHz  $1 \times 8$  元超外差式焦平面探测器阵列, 单元通道分别由缝隙天线、混频器、IF 放大器以及视频信号处理等电路组成, 接收的射频信号和本振信号通过一准光学分离系统注入阵列. 单元辐射计的噪声系数为 11.6 dB, 带宽达 2GHz, 并以此线阵列构成的  $8 \times 8$  元推帚(pushbroom)式毫米波摄像机, 成像速率为 30Hz, 角分辨率达 6mrad<sup>[5]</sup>. 另外, TRW 公司研制的 W 波段 MMIC 直接检波式辐射计接收机也正用于 MFPA 成像系统中<sup>[6]</sup>; 高增益、低噪声、宽频带的射频放大器是这种类型辐射计接收机的技术关键.

### 1.3 干涉仪阵列孔径合成

孔径合成方式可简单概括为:  $N$  个真实孔径的小天线加信号处理等于一个合成的大孔径天线. 利用小口径天线阵列实现干涉合成的大孔径的理论依据是部分相干原理<sup>[7,8]</sup>, 也就是说, 在干涉仪孔径合成系统中是利用了空域的(相位)相干性进行处理(即合成), 代替传统的时域非相干处理方式. 通常, 干涉仪系统采用数量不多的天线单元组成稀疏阵列, 使整个被观测区域处在所有单元天线的视场内, 控制单元天线之间的最大间距(基线) $D$ , 根据式(1)则可以获得很高的空间分辨率. 这是由于空间分辨率取决于阵列基线长度, 而与天线阵元大小无关的缘故. 其间接或变换成像的程序是: 干涉仪测量所接收辐射场的相干性, 通过交叉相关来确定复相干函数(即习惯所说的复可见度). 根据 Van Cittert-Zernike 定理可知: 复可见度等于物体亮温分布函数的(归一化)傅氏谱. 即

$$V(\mathbf{b}) = \int B(\boldsymbol{\theta}) \cdot \exp(-j2\pi\mathbf{b} \cdot \boldsymbol{\theta}) d\Omega = |V| \exp(j\beta), \quad (6)$$

式(6)中, 基线  $\mathbf{b}$  表示干涉仪两个元素的空间矢量距离函数. 绝对值  $|V|$  表示对比度信息, 相位项  $\beta$  包含了辐射源的空间方位信息, 也就是说, 复可见度可以通过对比度和相位差因子直接确定. 原则上对所有的基线矢量  $\mathbf{b}$  都可以测得复可见函数  $V(\mathbf{b})$ , 也就知道了全部物谱信息. 再通过傅里叶逆变换来重建亮温图象, 这可归为一类求逆问题. 由此可知, 复可见度的测量是实现干涉仪孔径合成成像的核心所在.

干涉仪孔径合成辐射计的灵敏度分析稍复杂些<sup>[1,9,10]</sup>, 近似表达式为:

$$\Delta T_{\min} = \frac{T_{\text{sys}} A_{\text{syn}}}{\sqrt{B \tau n A_e}}, \quad (7)$$

式(7)中,  $A_{\text{syn}}$ 表示天线阵列的合成孔径面积,  $A_e$ 为天线单元的有效孔径面积,  $n$ 表示天线阵元的零冗余数目. 干涉仪的阵元数目一定时, 随着基线长度也就是合成孔径的增大, 接收天线的有效面积相对减少, 辐射计信噪比随之降低; 当分辨率达到一定程度时, 辐射计的灵敏度将会制约系统分辨率性能的改善. 因此, 折衷考虑辐射计灵敏度与空间分辨率的内在联系, 合理选择稀疏天线阵结构<sup>[11]</sup>是干涉仪孔径合成系统实现的关键问题之一.

早在 60~70 年代, 干涉仪孔径合成技术就已在射电天文领域应用, 长基线(LBI)和甚长线(VLBI)干涉仪孔径合成技术曾极大地提高了射电天文望远镜的空间分辨率, 已成为射电天文观测不可缺少的有力工具<sup>[1,12]</sup>. 到 80 年代逐渐推广应用到微波遥感领域, 美国麻萨诸塞州大学遥感实验室的科学家们成功地研制出 1.4 GHz 电扫描稀疏阵列微波遥感辐射计(ESTAR)<sup>[2,13]</sup>, 它采用了沿航迹方向为真实孔径成像和垂直航迹方向进行一维孔径合成成像的工作模式. 到 90 年代初, 日本的 K. Komiyama<sup>[14]</sup>提出超合成孔径辐射计(SSR)的概念, 同时进行了理论分析和简单的实验验证; 美国的 C. Edelson<sup>[15]</sup>提出合成阵列辐射计(RADSAR), 并取得专利. 这些都表明干涉仪孔径合成技术正成为高性能微波遥感系统一个新的研究和发展方向.

80 年代以来, 毫米波技术的发展和應用又步入高潮, 人们对毫米波区域的成像技术愈来愈感兴趣. 1986 年美国喷气推进实验室(JPL)首先研制出由无致冷的混频-中放高频前端构成全功率辐射计的 98GHz 机载成像系统, 该系统通过一抛物反射面天线的机械扫描实现成像工作<sup>[16]</sup>. 之后, 英国的 Appleby<sup>[17]</sup>等人介绍了他们研制的用于机场监视的 8mm 被动成像系统. 美国的 TRW 公司也在着手研究毫米波干涉仪成像技术, 并已于 90 年初研制出实验样机, 采用变基线方案, 其技术细节尚未公开<sup>[18]</sup>. 另一家美国公司目前正采用 ESTAR 技术研制军事用途的 37GHz、16 阵元高分辨率的被动毫米波干涉仪成像系统.

## 2 毫米波干涉仪阵列辐射计方案

我们针对国内毫米波器件的发展水平, 在深入研究干涉仪孔径合成技术的基础之上, 初步完成了毫米波干涉仪阵列辐射计的理论论证和系统方案设计, 并着手研制了由极化固定的双天线构成的实验样机, 为进一步研制多阵元毫米波干涉仪成像辐射计奠定了基础. 干涉仪阵列毫米波辐射计系统原理见图 2, 单元天线采用准光学的透镜-喇叭组合结构, 在各路相关乘法器之前接两个超外差辐射计接收机高频前端, 两天线接收到毫米波辐射信号分别与来自同一本机振荡器的本振信号进行混频, 混频后的宽频带中频信号分别通过各自的中频滤波器和放大器放大后进入相关器. 在相关器之后的电路主要包括为了“净化”相关器输出信号的低通滤波器和积分器. 干涉仪的相关器输出信号为:

$$|V| \cos \beta = \text{Re} \langle V_1(t) V_2^*(t) \rangle / (|V_1| |V_2|). \quad (8)$$

若把一路中频信号相移  $90^\circ$ , 则可相关得到  $|V| \sin \beta$ , 从这两组同相和正交测量数据就可以得出  $|V|$  和  $\beta$ . 以单位基线长度为变量, 将复可见度函数改写成如下形式:

$$V(m) = C_m \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} T(\theta) \cdot P(m, \theta) \exp(-j2\pi m \cdot \sin\theta) d\theta + D_m, \quad (9)$$

式(9)中,  $m=0, 1, \dots, N$ , 这里  $N$  与干涉仪最大天线间距相对应;  $C_m$  代表包括系统增益在内的校正因子,  $P(m, \theta)$  表示与基线变量对应的两单元天线方向性函数的乘积, 若各单元天线相同, 则  $P(m, \theta)$  变为干涉仪“功率”方向图;  $\theta$  为辐射信号的入射角,  $T(\theta)$  代表景物的亮温,  $D_m$  为系统校准后的固有偏差项. 通过逆变换可以求得亮温  $T(\theta)$  与复可见度函数  $V(m)$  之间的关系, 可实现亮温图象的复现. 在实际系统中, 为了避免低电平检波、放大器平衡及闪烁噪声等问题, 两路宽带中频信号分别经过二次变频后通过中频直接采样, 再进行数字相关处理. 该系统的主要参数: 工作频率为 34.2GHz, 单元天线增益  $\geq 27$ dB, 宽中频 250MHz, 二次变频后低中频输出带宽为 1MHz.

### 3 应用前景

被动毫米波阵列成像技术除了在射电天文观测、地球环境遥感、等离子体诊断等领域有

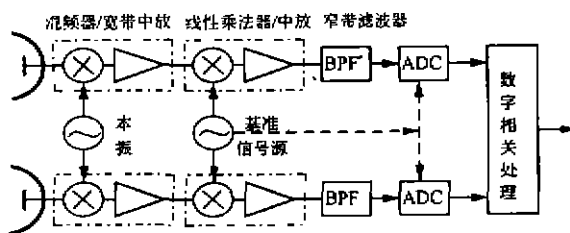


图2 干涉仪合成阵列系统原理框图  
Fig. 2 Block diagram of the interferometric synthesis array system

着重要的科学应用价值外, 在军事应用领域也受到高度重视. 毫米波成像较红外或可见光成像在恶劣气候环境下(如云雾、烟尘等)系统的灵敏有着其特有的优势, 与微波成像相比具有体积小、空间分辨率高等优点, 而且能提高武器系统(尤其是精确制导武器)的探测、定位、分类、识别和跟踪能力, 使之在严重不利的环境下仍可以有效的工作.

近年来, 被动毫米波成像技术开始应用在全天候飞行着陆系统、无损安全检查(NDE)以及汽车防撞等新兴民用领域. 以全天候飞行着陆系统为例, 低能见度的气象条件是影响飞机正常飞行及安全的主要原因, 欧美发达国家正投入大量的人力、物力来开发研制一种在低能见度甚至零能见度条件下还能让飞机安全可靠飞行着陆的系统(达到国际民航组织的 III 类盲降技术等级标准), 被动毫米波成像技术正显示出它在这一应用领域的优越性. 被动毫米波技术应用于汽车防撞具有十分诱人的前景, 奔驰、通用等一些著名的汽车公司正与有关电子公司合作竞相开发; 福特汽车公司与 Millitech 公司合作, 利用  $8 \times 8$  元 MFPA 成像器在高速公路条件下进行现场试验, 取得了令人满意的结果, 目前主要制约因素是价格问题. 另外, 利用被动毫米波成像系统来检查藏匿人们衣服内的违禁品(如枪支、凶器和塑料爆炸物等)也已在海关、安全和情报部门得到应用, 它不仅具有高灵敏度地发现上述违禁品, 而且有效地消除了目前大量使用的 X-射线及其它主动式探测器照射人体带来的危害, 因此颇受海关、安全等部门的欢迎.

阵列成像技术正给毫米波辐射计系统的性能带来革命性的变化. Goldsmith<sup>[5]</sup>教授指出, 焦平面阵列成像需要有相应的毫米波器件(MMIC)作支持, VLSI 多通道数字相关器件的快速发展, 使得干涉仪阵列孔径合成成像技术正成为其有力的竞争对手. 相比较而言, 焦

平面阵列成像系统具有适中的视场范围和空间分辨率,具有极高的温度灵敏度和实时成像的本领;而干涉仪阵列孔径合成成像则具有较大的视场范围、很高的空间分辨率以及适中的温度灵敏度,采用高速信号处理器进行近实时的后处理系统成像。干涉仪合成孔径方式虽然可以提供高的空间分辨能力,但同时受到系统灵敏度的制约,并会出现图象模糊等问题,这需要在天线阵列配置以及图象重建方法等方面进行深入的分析研究。目前,我们正在对数字成像处理方法作进一步的研究。

### 参考文献

- 1 Napier P J, Thompson A R, Ekers R D. *Proc. IEEE*, 1983, 71(11): 1295~1320
- 2 Ruf C S, et al. *IEEE Trans. GRS*, 1988, 26(5): 597~611
- 3 Ulaby F T, Moore R K, Fung A K. *Microwave Remote Sensing*, Vol. I, MA, Addison-Wesley, 1981
- 4 Yngvesson K S. *SPIE Instrumentation for Submillimeter Spectroscopy*, 1985, 598: 104~113
- 5 Goldsmith P F, et al. *IEEE Trans. MTT*, 1993, 41(10): 1664~1675
- 6 Dow G D, et al. *IEEE MTT-S Dig.*, 1993, 163~166
- 7 Goodman J W. *Statistical Optics*, New York: John Wiley & Sons, 1985
- 8 王之江,伍树栋. *成像光学*, 北京: 科学出版社, 1991, 254~276
- 9 Le Vine D M. *Radio Science*, 1990, 25(4): 441~453
- 10 卢军,等. *通信学报*, 1996, 17(2): 65~70
- 11 Moffett A T. *IEEE Trans. AP*, 1968, 16(2): 172~175
- 12 Thompson A R, Moran J M, Swenson W. *Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy*, New York: John Wiley & Sons, 1986
- 13 Le Vine D M, et al. *Proc. IEEE*, 1994, 82(12): 1787~1800
- 14 Komiyama K. *Proc. IGARSS*, 1992, 1417~1419
- 15 Edelson C R. *Proc. IGARSS*, 1992, 1429~1431
- 16 Wilson W J, et al. *IEEE Trans. MTT*, 1986, 34(10): 1026~1035
- 17 Appleby R, Lettington A H. *J. Electron. & Comm. Eng.*, 1991, 3(1): 13~16
- 18 Young S K, et al. *TRW Space & Defense-Quest*, 1991, 13(2): 3~20

## PASSIVE MILLIMETER-WAVE IMAGING TECHNIQUES

Wang Huali Li Xingguo Peng Shusheng Wang Yiding

(Nanjing University of Science & Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China)

**Abstract** The state-of-the-art in the field of passive millimeter-wave imaging techniques was described. Theoretical and technical analyses of the advanced focal plane array and interferometry synthesis array imaging systems were highlighted. The conceptual design of a novel digital radiometer system, which employs interferometric synthesis approach in the 8mm wavelength range was presented. The application perspective was briefly discussed.

**Key words** millimeter-wave radiometer, passive imaging, focal plane array, ineterferometry array, aperture synthesis.