

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.03.001

# 毫米波零中频全功率辐射计系统<sup>\*</sup>

黄 建<sup>\*\*</sup>

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

**摘要:**提出了一种零中频接收的毫米波全功率辐射计系统,可降低外差式全功率辐射计系统实现的难度和成本,有利于实现系统的集成化和小型化。运用随机过程理论分析了全功率辐射计视频信号功率谱和温度灵敏度,在此基础上分析了零中频全功率辐射计的温度灵敏度。结果表明,在满足截止频率高于 1/2 视频积分滤波器带宽条件下,零中频辐射计中频通道可采用高通滤波器抑制直流漂移和低频噪声,而不会影响辐射计温度灵敏度,其理论值与射频带宽 2 倍于中频带宽的全功率辐射计相同。完成了一个 34~40 GHz 毫米波多通道零中频全功率辐射计系统的设计和研制,采用 10 通道一体化集成和本振空馈功率分配技术,实现了系统的集成化和小型化,测试温度灵敏度与理论值相符,表明了理论分析的正确性和设计方法的可行性。

**关键词:**毫米波;全功率辐射计;零中频;辐射计温度灵敏度

**中图分类号:**TN98   **文献标志码:**A   **文章编号:**1001-893X(2013)03-0235-05

## A Zero Intermediate Frequency Total Power Radiometer System in Millimeter-Wave Band

HUANG Jian

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

**Abstract:** A zero intermediate frequency (Zero-IF) total power radiometer system architecture is proposed to reduce the realization difficulties as well as the cost of total power radiometer with common heterodyne receiver. It will also be helpful for system integration and miniaturization. The power spectrum of video signal and the temperature sensitivity of total power radiator is analyzed using theory of stochastic process. Then the temperature sensitivity of Zero-IF total power radiometer is analyzed based on the previous analysis. The results show that a high-pass filter (HPF) to suppress DC drift and noise or clutter in low frequency in intermediate frequency channel of Zero-IF radiometer will not affect the temperature sensitivity if its cut-off frequency is higher than half of the bandwidth of the video integral filter. Under this condition, the sensitivity of Zero-IF radiometer is as the same of common total power radiometer with RF bandwidth twice the IF bandwidth. Finally a millimeter-wave band multi-channel Zero-IF total power radiometer system with 34~40 GHz operational frequency band is designed. The system is realized with the features of 10-channel and local oscillation signal air-feeding and spatial power dividing. High integration and miniaturization of the whole system is realized. The measured temperature sensitivity is according with the theoretic value well, thus the presented theory analysis as well as the design method of Zero-IF total radiometer system is validated.

**Key words:** millimeter-wave; total power radiometer; zero intermediate frequency; radiometer temperature sensitivity

### 1 引言

毫米波辐射计在无源安全扫描、低能见度下导

航、隐身目标探测预警、灵巧弹药制导<sup>[1-3]</sup>等军民领域具有广阔的应用前景,目前已经研制了多种高灵敏度的辐射计系统。实现辐射计设备小型化、提

\* 收稿日期:2012-11-08;修回日期:2013-03-01    Received date:2012-11-08;Revised date:2013-03-01

\*\* 通讯作者:huangjian@swiet.com.cn    Corresponding author:huangjian@swiet.com.cn

高系统温度灵敏度抗干扰能力是主要的研究方向。

辐射计系统有全功率辐射计、Dick 辐射计和干涉式辐射计等几种类型,其中,全功率辐射计理论上具有最高的灵敏度,应用也最为广泛。全功率辐射计主要采用高放检波式接收机和外差式接收机。高放检波式接收机结构简单,在微波频段较为常用。外差式接收机选择性好,抗干扰能力强,性能稳定,但结构复杂。毫米波以上频段高增益低噪声放大器增益稳定性较差,价格昂贵,导致高放检波式辐射计温度灵敏度恶化,接收机成本较高<sup>[4]</sup>,因此外差式接收机更具优势。在亚毫米波频段尚没有可用的低噪声放大器,只能采用直接混频外差式接收<sup>[5]</sup>。

外差式接收机需要本振信号,而且接收通道需镜频抑制滤波器,为了实现较大的中频带宽,需采用较高中频,中频通道需要带通滤波器<sup>[6]</sup>。由于结构复杂,难于实现集成化和小型化,其应用受到限制,特别是在小型化、多通道辐射计系统中,这些系统目前仍主要采用高放检波式接收机。

本文研究了一种毫米波零中频多通道全功率辐射计系统,提出零中频外差式全功率辐射计接收机方案,通过在中频通道引入高通滤波器抑制直流漂移和低频干扰,避免了采用镜频滤波器和中频带通滤波器,降低了外差式辐射计系统的复杂度,结合本振信号空馈技术,实现了多通道外差式辐射计集成化,同时保持了优良的系统性能。分析了零中频全功率辐射计温度灵敏度,提出了系统参数设计准则,并完成了毫米波频段集成化、小型化多通道零中频全功率辐射计系统设计、研制和测试。

## 2 零中频全功率辐射计系统组成和工作原理

零中频全功率辐射计系统框图如图 1 所示。

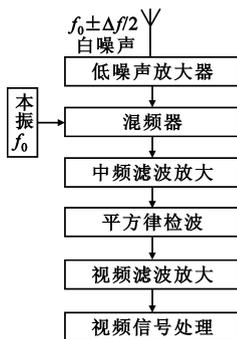


图 1 零中频全功率辐射计系统框图

Fig.1 Schematic of zero-IF total power radiometer system

其工作原理是:外部黑体辐射的电磁信号被毫米波天线接收后,经过低噪声放大进行双边带下混频,或不经放大直接下变频。混频器的本振频率

处于接收频段中心。中频通道经过滤波放大至平方律检波电平范围,进行平方律检波,然后经视频滤波、放大后,在视频信号处理终端中获取天线在接收频段的亮温信息。

与一般单边带外差式辐射计相比,零中频全功率辐射计采用了双边带外差接收机,避免采用镜频抑制滤波器滤除镜频分量,从而简化了系统,降低了系统实现的难度和成本,同时也增加了通过改变本振频率选择接收频带的灵活性。采用零中频结构,在相同的中频带宽下,可以实现 2 倍于传统外差式接收机的射频接收带宽,可实现更高的辐射计温度灵敏度。此外,由于消除了高选择性的镜频抑制滤波器和中频滤波器,整个信道易于集成化,有利于系统的轻小型化。

但是零中频接收对辐射计系统而言存在中频直流漂移和低频干扰严重等问题。中频直流漂移会导致中频增益和视频检波信号漂移,使得辐射计增益稳定性产生很大影响,严重恶化辐射计探测的准确度。而接收通道放大器  $1/f$  噪声和电源低频干扰信号的影响,将会导致中频噪声增大,导致辐射计灵敏度恶化。为此,在中频通道引入高通滤波器,以抑制中频信号零频附近信号分量。但这导致辐射计接收的射频信号将不再是频域上连续的噪声信号。因此,其温度灵敏度不能直接采用传统全功率辐射计灵敏度公式计算,需对这种零中频辐射计温度灵敏度进行分析,并提出中频高通滤波器设计准则,以在更好地抑制低频噪声和干扰的同时不降低系统温度灵敏度。

下面我们从全功率辐射计信号分析出发,来分析零中频接收全功率辐射计的温度灵敏度。

## 3 零中频接收全功率辐射计灵敏度分析

全功率辐射计的信号流图如图 2 所示。其中,  $w(t)$  是外部黑体辐射信号(近似为白噪声),  $w_i(t)$  是接收机内部噪声折算到输入端的等效输入白噪声信号,  $H(\omega)$ 、 $H_v(\omega)$  分别是中频通道传输函数和视频通道传输函数,符号  $(\cdot)^2$  代表平方律检波器对输入信号的变换,  $\gamma$  是平方律检波器电压灵敏度。

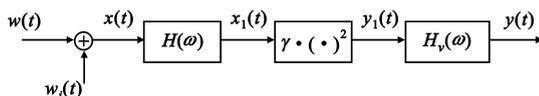


图 2 全功率辐射计信号流图

Fig.2 Signal flow chart of total power radiometer

下面计算信号  $y_1(t)$  功率谱密度  $S_{y_1}(\omega)$ 。  $y_1(t)$  是平稳随机过程,根据维纳-辛钦定理,  $S_{y_1}(\omega)$  是  $y_1(t)$  自相关函数  $R_{y_1}(\tau)$  的傅里叶变换。

$R_{y1}(\tau)$ 表示为

$$R_{y1}(\tau) = \langle y_1(t)y_1(t+\tau) \rangle = \gamma^2 \langle x_1^2(t)x_1^2(t+\tau) \rangle \quad (1)$$

式中,符号  $\langle \cdot \rangle$  表示求数学期望。设中频通道的冲

激响应为  $h(t)$ , 传输函数  $H(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt$ ,

则  $x_1(t)$  可以表示为

$$x_1(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau_1)h(t-\tau_1)d\tau_1 \quad (2)$$

式中,  $*$  代表卷积运算。代入式(1),得到

$$R_{y1}(\tau) = \gamma^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau_1)x(\tau_2)x(\tau_3)x(\tau_4) \cdot h(t-\tau_1)h(t-\tau_2)h(t+\tau-\tau_3) \cdot h(t+\tau-\tau_4)d\tau_1d\tau_2d\tau_3d\tau_4 \quad (3)$$

其中,  $x(t) = w(t) + w_i(t)$  是 高 斯 白 噪 声 信 号, 其 谱 密 度 为  $N_0 = K_B(T_A + T_N)$ ,  $T_A$ 、 $T_N$  分 别 是 天 线 噪 声 温 度 和 接 收 机 噪 声 温 度,  $K_B$  是 波 耳 兹 曼 常 数。自 相 关 函 数  $R_x(\tau)$  为

$$R_x(\tau) = \langle x(t)x(t+\tau) \rangle = N_0\delta(\tau) \quad (4)$$

将式(4)代入式(3),根据公式

$$\begin{aligned} \langle x(\tau_1)x(\tau_2)x(\tau_3)x(\tau_4) \rangle &= \\ \langle x(\tau_1)x(\tau_2) \rangle \langle x(\tau_3)x(\tau_4) \rangle &+ \\ \langle x(\tau_1)x(\tau_3) \rangle \langle x(\tau_2)x(\tau_4) \rangle &+ \\ \langle x(\tau_1)x(\tau_4) \rangle \langle x(\tau_2)x(\tau_3) \rangle & \end{aligned}$$

对式(3)化简得到

$$R_{y1}(\tau) = (\gamma N_0)^2 \left\{ \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} h^2(\tau_1)d\tau_1 \right]^2 + 2 \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau_1)h(\tau_1+\tau)d\tau_1 \right]^2 \right\} \quad (5)$$

对式(5)作傅里叶变换,并利用 Pasval 定理,得到

$$S_{y1}(\omega) = (\gamma N_0)^2 \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 df \right]^2 + 2(\gamma N_0)^2 [ |H(\omega)|^2 * |H(\omega)|^2 ] \quad (6)$$

式中,  $\omega = 2\pi f$ , 第一项代表  $y_1(t)$  中的直流功率分量,第二项代表交流噪声功率分量,  $*$  号代表卷积运算。最后得到,视频输出电压的直流分量为

$$D_y = \gamma N_0 |H_v(0)| \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 df \quad (7)$$

输出噪声电压均方根值为

$$\sigma_y = \sqrt{2\gamma N_0} \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 * |H(\omega)|^2 |H_v(\omega)|^2 df} \quad (8)$$

式中,  $f$  是频率,  $\omega = 2\pi f$  是角频率。当天线噪声温

度变化  $\Delta T$  导致  $D_y$  变化量与  $\sigma_y$  相等时,对应的  $\Delta T$  即为辐射计温度灵敏度:

$$\Delta T = \frac{\sqrt{2}(T_A + T_N) \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 * |H(\omega)|^2 |H_v(\omega)|^2 df}}{H_v(0) \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 df} \quad (9)$$

对于全功率辐射计,  $B_v \ll B$ , 经简单推导可得

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 * |H(\omega)|^2 |H_v(\omega)|^2 df \approx \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^4 df \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |H_v(\omega)|^2 df \quad (10)$$

将式(10)代入式(9),并令

$$B = \frac{[\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 df]^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^4 df}, B_v = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |H_v(\omega)|^2 df}{|H_v(0)|^2}$$

分别表示射频和视频噪声带宽<sup>[7]</sup>, 则得

$$\Delta T = (T_A + T_N) \quad (11)$$

定义视频积分时间为  $\tau_c = \frac{1}{2B_v}$ , 系统噪声温度为

$T_{sys} = T_A + T_N$ , 则式(11)可以写作常见的形式

$$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B}} \quad (12)$$

对单边带外差式接收辐射计,中频带宽与射频带宽相同。为简化分析,假设外差式辐射计中频滤波器具有理想的带通特性,即

$$|H(\omega)|^2 = |H(\omega)|^2 = \begin{cases} H_0, & |f - f_i| \leq B/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

其中,  $f_i$ 、 $B$ 、 $H_0$  分别是中频中心频率、带宽和增益。

根据式(8),全功率辐射计视频噪声功率谱  $S_{y1\_ac}(\omega)$  如图 3 所示,图中还画出了视频带通带  $|f| \leq B_v$ 。

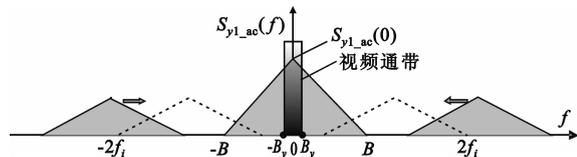


图 3 全功率辐射计视频噪声功率谱  
Fig.3 The power spectrum of video signal of total power radiometer

图 3 中,视频噪声功率谱包括 3 部分,每部分均呈等腰三角形分布,中心频率分别位于 0 和  $\pm 2f_i$ , 谱宽均为  $2B$ ,  $\pm 2f_i$  频率上谱密度只有零频处的 1/2。

对于零中频全功率辐射计,其射频上下两个边带分别变换为不相关的两个中频信号分量,每个中

频分量功率谱均如图 4 所示。

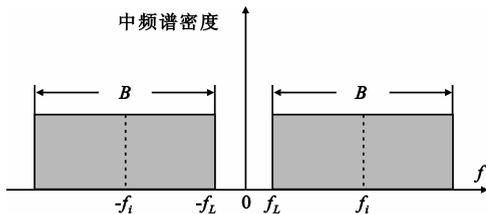


图 4 零中频全功率辐射计中频功率谱  
Fig.4 The power spectrum of IF signal of Zero-IF total power radiometer

图 4 中,为了抑制零频漂移和低频噪声,用截止频率  $f_L$  的高通滤波器滤除了  $|f| \leq f_L$  的低频信号分量。因此,零中频接收机的任意一个中频分量,其频谱与中频为  $f_i$ 、带宽为  $B = 2(f_i - f_L)$  的单边带外差式接收辐射计中频频谱相同。但由于中频  $f_i$  降低,其视频噪声功率谱左右两个噪声谱边带向零频移动,并与中心为零频的噪声功率谱重叠,如图 3 中虚线所示。

当  $f_L = B_v/2$  时,视频噪声谱边带的边沿到达视频通带边沿。进一步降低  $f_L$ ,视频噪声边带噪声功率进入视频通带,使得视频噪声增加,从而导致辐射计温度灵敏度降低。因此,中频高通滤波器的截止频率最小值高于  $B_v/2$  就不会影响辐射计温度灵敏度。在此情况下,考虑零中频全功率辐射计接收带宽为  $B$  的两个射频边带,根据式(7)、(8),其视频直流分量  $D_{y,0}$  和噪声电压均方根值  $\sigma_{y,0}$  分别为

$$D_{y,0} = 2D_y, \sigma_{y,0} = \sqrt{2}\sigma_y \quad (14)$$

因此,当辐射计天线温度变化同样数值时,零中频辐射计输出视频直流电压较带宽为  $B$  的全功率辐射计增大 2 倍,而视频噪声均方根只增大  $\sqrt{2}$  倍,其温度灵敏度为

$$\Delta T = (T_A + T_N) = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{2}B} \quad (15)$$

比较式(12)、(15)可见,当  $f_L \geq B_v/2$  时,零中频全功率辐射计与射频带宽为  $2B$  的全功率辐射计灵敏度相同。

以上推导过程假设中频通道和视频滤波器分别具有理想的高通、低通截止特性,考虑到实际滤波器非理想性,为了避免视频噪声增加,零中频辐射计的中频低端截止频率应该按如下原则选择:

$$f_{L10\text{dB}} \geq \frac{B_{v10\text{dB}}}{2} \quad (16)$$

式中,  $f_{L10\text{dB}}$ 、 $B_{v10\text{dB}}$  分别是中频高通滤波器和视频积分滤波器的 -10 dB 截止频率。

## 4 零中频接收全功率辐射计系统研制

设计了一个 Ka 频段 10 通道辐射计系统,为了实现系统的集成化,采用了零中频外差接收设计。系统原理框图如图 5 所示。

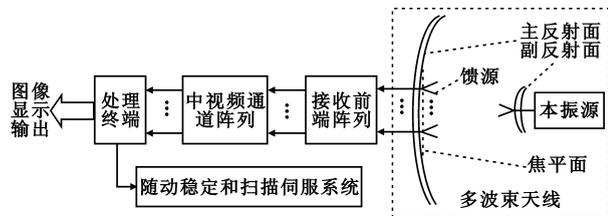


图 5 Ka 频段多通道辐射计系统原理框图  
Fig.5 System schematic of Ka-band multi-channel radiometer

多波束天线为卡塞格伦抛物面天线,采用多个馈源在焦平面偏焦排列形成同时多波束,对应于每一馈源都有独立的毫米波接收通道。

多通道零中频接收前端各通道主要由低噪声放大器(LNA)和混频器组成。毫米波本振信号由微波稳频振荡器和倍频器产生,其频率为接收频带中心频率 37 GHz,并通过寄生在副反射面上的天线辐射实现空间功率分配。本振信号与来自空间的毫米波辐射同时被各焦平面馈源接收,通过低噪声放大器后进行混频。

中频通道集成了中频高通滤波器,其截止频率为 1 MHz,能够很好地抑制接收机中频直流漂移、低频噪声和干扰信号。辐射计视频积分滤波器 3 dB 带宽约 0.5 kHz,远低于中频高通滤波器截止频率,保证了两个视频噪声边带不进入视频积分滤波器通带造成温度灵敏度恶化。利用中频放大器自身在高频端约 6 dB/倍频程的增益滚降特性,实现了 3 GHz 中频带宽,可忽略中频高通滤波器对中频带宽的影响,因此系统温度灵敏度与 6 GHz 带宽的全功率辐射计相同。

辐射计系统工作频率 34 ~ 40 GHz。接收机前端噪声系数为 3.5 dB,增益(计及混频器损耗)为 20 dB,计算得到系统噪声温度为 701.1 K,瞬时接收带宽 6 GHz。视频滤波器带宽为 1 kHz,对应积分时间为 0.5 ms,温度灵敏度理论值为 0.40 K。在数字处理终端中进行进一步视频信号数字积累,最终积分时间为 4 ms。经过数字积累,温度灵敏度理论值为  $\Delta T = 0.143$  K。

已完成辐射计系统研制并进行了毫米波无源成像试验。实测视频电压的直流分量  $V_0$  和噪声均方根值  $\sigma_v$  分别为 5.6 V 和 3.3 mV,从而得到 0.5 ms 积分时间时辐射计温度灵敏度近似为

$$\Delta T_1 \approx T_{\text{sys}} \frac{\sigma_v}{V_0} = 0.41 \text{ K} \quad (17)$$

该值与理论预计吻合良好。

带数字处理终端后实测系统温度灵敏度为 0.18 K, 该值偏离理论值 25%, 分析发现这是由于在 4 ms 的较长视频积分时间下, 毫米波放大器  $1/f$  增益起伏影响增大引起的<sup>[8]</sup>。

通过采用零中频接收技术和本振信号空馈功率分配, 实现了毫米波多通道外差式辐射计接收机一体化集成。整个系统实现了高度集成化和轻小型化, 同时达到了理想的温度灵敏度。图 6 是毫米波多通道辐射计系统设备和集成接收前端实物照片。该系统已经完成无源毫米波成像试验, 系统工作稳定可靠, 抗干扰能力和温度灵敏度均优于高放检波式辐射计系统。

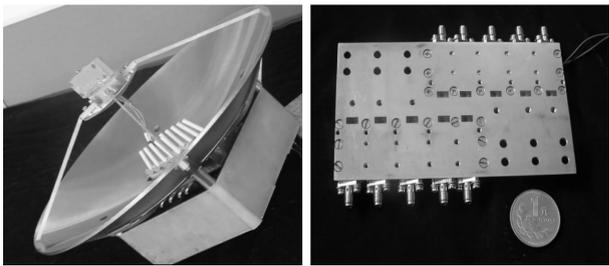


图 6 Ka 频段 10 通道辐射计系统和集成接收前端  
Fig.6 Photos of the Ka-band 10-channel radiometer system and its receiver front-end

## 5 结 论

本文提出一种零中频接收的毫米波全功率辐射计系统。与传统的高放检波式和外差式接收方案相比, 采用零中频接收系统稳定性和温度灵敏度更高, 并消除了一般外差式接收通道高选择性的镜频滤波器和中频滤波器的使用, 大大降低了系统实现的难度和成本, 实现了系统的集成化和轻小型化。

对零中频全功率辐射计的温度灵敏度进行了理论分析, 结果表明, 在满足截止频率高于  $1/2$  视频积分滤波器带宽条件下, 零中频辐射计可采用中频高通滤波器抑制中频直流漂移、低频噪声和干扰信号, 而不会影响辐射计温度灵敏度, 其理论值与射频带宽 2 倍于中频带宽的全功率辐射计相同。因此, 同样中频带宽下, 零中频接收可实现 2 倍于一般单边带外差接收的射频带宽, 从而具有更高的辐射计温度灵敏度。

完成了一个毫米波多通道零中频全功率辐射计系统的设计和测试, 结果表明在 0.5 ms 积分时间 (1 kHz 视频带宽) 下, 其温度灵敏度与理论值相符; 在 4 ms 积分时间 (250 Hz 视频带宽) 时, 毫米波接收信道较大的  $1/f$  增益起伏使辐射计温度灵敏度发生

明显恶化, 比理论值增大 25%, 但仍与理论值基本相当。该结果证明了对零中频全功率辐射计温度灵敏度理论分析的正确性。样机研制表明, 本文提出的零中频全功率辐射计具有易于集成化和高灵敏度的优点, 在毫米波段多通道小型化全功率辐射计系统研制中具有较高的工程应用价值。

## 参考文献:

- [1] Pergande A, Eden D D, Mckinley M C, et al. Concealed weapons detection sensor and signal-procession demonstration [C]//Proceedings of 1997 SPIE. Orlando, FL, USA; IEEE, 1997:46 - 53.
- [2] Shoucri M, Davidheiser R, Hauss B, et al. A passive millimeter wave camera for landing in low visibility conditions [C]//Proceedings of 13th AIAA/IEEE Digital Avionics System Conference. Phoenix, AZ; IEEE, 1994:93 - 98.
- [3] Mohamed A. Integrated millimeter wave antenna for early warning detection [C]//Proceedings of 1999 SPIE. Queensland, Australia; IEEE, 1999:461 - 469.
- [4] 万金, 熊金涛, 李良超, 等. 3 毫米波十六通道焦平面辐射计数据采集与测试系统设计[J]. 电讯技术, 2008, 48(10):1 - 4.  
WAN Jin, XIONG Jin-tao, LI Liang-chao, et al. Design of a Data Collection and Measurement System for 3mm Wave Focal Plane 16-channel Radiometer[J]. Telecommunication Engineering, 2008, 48(10):1 - 4. (in Chinese)
- [5] 李靖, 张升伟, 孙茂华, 等. 星载 W 波段毫米波辐射计研究[J]. 遥感技术与应用, 2002, 17(1):1 - 5.  
LI Jing, ZHANG Sheng-wei, SUN Mao-hua, et al. Study of Spaceborne W-band Millimeter Wave Radiometer[J]. Remote Sensing Technology and Application, 2002, 17(1):1 - 5. (in Chinese)
- [6] Tretyakov I, Ryabchun S, Finkel M, et al. Low noise and wide bandwidth of NbN hot-electron bolometer mixers[J]. Applied Physics Letters, 2011, 98(3):1 - 3.
- [7] Vine D M L. The sensitivity of synthetic aperture radiometers for remote sensing application [J]. Radio Science, 1990, 25(4):441 - 453.
- [8] Kane B, Weinreb S, Fischer E, et al. High-sensitivity W-band MMIC radiometer modules [C]//Proceedings of 1995 IEEE Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symposium. Orlando, FL; IEEE, 1995:59 - 62.

## 作者简介:



黄建 (1971 - ), 男, 四川邻水人, 分别于 1993 年和 1996 年获电子科技大学工学学士学位和硕士学位, 现为研究员级高级工程师、中国电子学会高级会员、中国电子学会微波分会委员, 主要研究领域为毫米波电路与系统。

HUANG Jian was born in Linshui, Sichuan Province, in 1971. He received the B.S. degree and the M.S. degree from University of Electronic Science and Technology of China in 1993 and 1996, respectively. He is now a senior engineer of professor. His research concerns millimeter-wave components and systems.

Email: huangjian@swiet.com.cn