

风云三号(D)气象卫星微波湿温度计系统建模和仿真

段永强^{*①②} 王振占^① 张升伟^①

^①(中国科学院国家空间科学中心 微波遥感重点实验室 北京 100190)

^②(中国科学院大学 北京 100190)

摘 要: 针对风云三号卫星微波湿温度计, 该文建立了全功率式微波辐射计系统的仿真模型, 重点对热辐射噪声源、混频器、低噪放、滤波器与检波器等关键性器件进行了参数化建模。从信号处理的角度对全功率式微波辐射计的工作过程进行了模拟, 并对仿真系统的输出功率、灵敏度和线性度进行评估与分析。通过与实际仪器的测试结果对比, 验证了所提仿真模型的正确性。

关键词: 风云三号(D)气象卫星; 微波湿温度计; 全功率式微波辐射计; 毫米波系统建模; 计算机仿真

中图分类号: TP73

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)06-1549-08

DOI: 10.11999/JEIT190507

Modeling and Simulating of Microwave Humidity and Temperature Sounder Onboard the FY-3(D) Satellite

DUAN Yongqiang^{①②} WANG Zhenzhan^① ZHANG Shengwei^①

^①(Key Laboratory of Microwave Remote Sensing, National Space Science Center,
Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: A simulation model of total power microwave radiometer is developed for the microwave humidity and temperature sounder onboard the FY-3 satellite. The key components such as mixer, low noise amplifier, local oscillator, filter and detector are parametrically modeled. The model is studied from the aspect of signal processing, and dynamic range, sensitivity and linearity of the simulation system are evaluated and analyzed. The correctness of the simulation model is verified by comparing them with the test results of the actual system.

Key words: FY-3(D) Satellite; Microwave humidity and temperature sounder; Total power microwave radiometer; Millimeter wave system modeling; Computer simulation

1 引言

随着天气、气候学的不断发展, 数值预报对卫星探测产品的要求不断提高。我国风云三号气象卫星成功实现在轨运行后, 卫星所装载的微波温度计、微波湿度计与微波成像仪为数值天气预报、灾害性天气监测和气候变化研究提供了重要数据^[1], 其中微波湿温度计(MicroWave Humidity and Temperature Sounder, MWHTS)资料已成功应用于欧洲中期数值预报中心(ECMWF)的业务同化模式^[2], 在大气温湿度廓线探测等领域发挥了重要作

用, 有力地推进了气象卫星资料在我国数值天气预报中的应用^[3]。目前MWHTS数据资料已进入精细化定量应用阶段, 对资料的精度和准确度提出了更高的要求, 这就要求我们对MWHTS仪器本身进行定量化的分析。MWHTS接收的来自目标的热辐射转化为测量值的过程大致可分为两个阶段: 一是目标信号的辐射传输阶段, 此阶段可以通过更加精细地建立辐射传输模型来提高天线亮温估计的准确度; 二是辐射信号在仪器中的传输过程, 此过程需要建立仪器的系统响应模型。传统的系统建模较为简单, 一般通过理想地超外差式接收机表示辐射计模型。但是由于该过程简略了器件的实际模型, 使得其计算结果难以满足量化研究的要求。

通过计算机仿真对辐射计的关键性器件进行参数化建模可以用来模拟真实情况。开发硬件原型, 尤其是星载辐射计的成本相对较高, 而在信号处理

收稿日期: 2019-06-18; 改回日期: 2020-03-09; 网络出版: 2020-04-11

*通信作者: 段永强 anlian310@163.com

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFB0504900)

Foundation Item: The National Key R&D Program of China (2018YFB0504900)

层面模拟整个仪器来评估设计的可行性、分析仪器性能具有低成本、短周期等优势^[4]。此外,通过仿真模型还可以对真实仪器进行误差分析。文献^[4,5]提出了利用matlab的simulink对辐射计系统进行系统建模的方法,采用simulink中的基本库搭建了各关键器件的理想仿真模型,并分析了系统的辐射灵敏度、增益和噪声系数等。文献^[6,7]推导了理想情况下辐射计接收通道各环节的数学模型,分析并缓解了由于离散傅里叶变换带来的频率分辨率与样本点数之间的矛盾,并对全功率式微波辐射计进行了定性的仿真实验。然而,上述辐射计建模方法仅仅用伪随机数模拟目标热辐射噪声,并未能对其精确建模;且仿真模型过于理想,未能考虑元器件实际插损、增益不同周期的波动、本振频率源的影响、定标源自身的亮温波动等因素。本文针对实际的全功率型微波辐射计建立系统仿真模型,推导热辐射噪声源和辐射计各部件的传递模型。为了验证仿真模型,本文将系统建模和仿真方法应用于MWHTS的89 GHz通道,对仿真系统与实际系统的输出动态范围、系统灵敏度和线性度等系统指标进行了对比。

2 MWHTS系统描述及全功率辐射计统计分析

2.1 MWHTS系统介绍

MWHTS是安装在风云三号卫星(C/D)上的新一代微波湿度计^[8]。探测频率和通道设置为89 GHz, 118.75 GHz, 150 GHz和183.31 GHz。微波湿度计是基于超外差接收机的全功率型微波辐射计^[8]。不同频率分离后馈入各自接收机与本振进行混频下变频处理及前置放大,中低频接收机进行放大、滤波,经过检波及积分处理后,输出至数据处理单元。其中,118.75 GHz和183.31 GHz接收机,经前端完成下变频后通过中频功分器分成多个探测通道,而89 GHz和150 GHz为单通道设计。本文针对MWHTS的89 GHz通道进行系统建模与仿真。

2.2 理想情况下全功率辐射计的统计分析

全功率式微波辐射计包含天线、放大滤波系统、检波器和积分器,如图1所示。天线接收微弱信号,经放大滤波系统放大和滤波。检波器和积分器测量得到经放大滤波系统输出的功率均值

$$s(t) = \sqrt{G}(b(t) + n(t)) \quad (1)$$

信号 $s(t)$ 是具有高斯分布特性的随机变量,因此可以通过均值、方差、自相关和谱密度等统计特性描述。经过放大系统后,信号的自相关函数为

$$R_{s,s}(\tau) = \langle s(t)s(t-\tau) \rangle \quad (2)$$

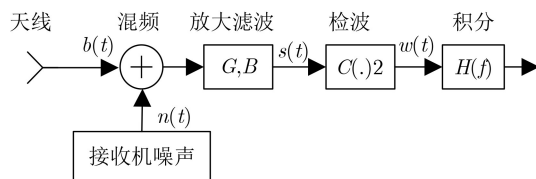


图1 全功率式微波辐射计系统框图

经过平方律检波后,信号的自相关函数利用高斯分布的性质简化后为^[9]

$$\begin{aligned} R_{w,w}(\tau) &= \langle w(t)w(t-\tau) \rangle \\ &= c^2 \langle s(t)s(t-\tau)s(t-\tau)s(t-\tau) \rangle \\ &= c^2(R_{s,s}^2(0) + 2R_{s,s}^2(\tau)) \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)的右边第1项为常量,表示直流分量,第2项为交流分量。对式(3)两边进行傅里叶变换可以得到

$$W(f) = c^2 \left(\int S(f)df \right)^2 \delta(f) + 2c^2(S(f)*S(f)) \quad (4)$$

其中,*表示卷积过程。由维纳辛钦关系可知, $W(f)$ 即为平方律检波输出信号的功率谱。假设积分器的频率响应为 $H(f)$,则积分器输出信号 $x(t)$ 的功率谱为

$$\begin{aligned} X(f) &= c^2 \left(\int S(f)df \right)^2 \delta(f)H(0) \\ &\quad + 2c^2(S(f)*S(f))H(f) \end{aligned} \quad (5)$$

则交流分量 ΔX 和直流分量 X 的比值为^[10]

$$\begin{aligned} \frac{\Delta X}{X} &= \frac{2 \int S(f)^2 df \int H(f) df}{\left(\int S(f) df \right)^2 H(0)} \\ &= \frac{2 \int G(f)^2 df \int H(f) df}{\left(\int G(f) df \right)^2 H(0)} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\left(\int G(f) df \right)^2 / \int G(f)^2 df$ 为检波前等效带宽 B , $\int H(f) df / H(0)$ 为积分器的有效带宽 B_{LF} ^[9]。因为对于平方律检波的全功率辐射计,输出电压与亮温成正比,因此亮温的不确定为

$$\frac{\Delta T}{T_{sys}} = \sqrt{\frac{\Delta X}{X}} = \sqrt{\frac{2B_{LF}}{B}} = \frac{1}{\sqrt{B\tau}} \quad (7)$$

其中, τ 为积分器的积分时间,等于 $1/2B_{LF}$ 。式(7)即为全功率式微波辐射计的灵敏度表达式。

3 全功率式微波辐射计仿真模型

2.2节给出了全功率式辐射计的测量过程的统计分析,由分析结果可估计出辐射计的理论灵敏

度。但是该推导过程对各关键器件的模型进行了简化。实际情况下, 各个器件的传输函数更加复杂, 含有众多可能会影响到辐射计系统各项性能指标的因子。为了模拟器件的真实情况, 必须考虑这些因子。本节将对实际情况下全功率式辐射计进行系统建模, 具体包括热辐射噪声信号、混频器、放大滤波模块和检波器的建模。

3.1 输入辐射噪声信号模型

当观测目标的辐射谱为常数时(如定标过程中的高、低温源), 目标的热辐射噪声可由带限高斯白噪声表示^[11], 其在 t 时刻的概率密度函数为均值为0, 方差为 σ^2 的正态分布。对于高斯白噪声 $s(t)$, 方差 σ^2 等于信号功率谱密度 $kT/2$, 其中 k 为玻尔兹曼常数, T 为亮温。高斯白噪声的频域形式 $S(f)$ 可以表示为

$$S(f) \sim N(0, kT/2) \quad (8)$$

实际观测情况下, 天线接收到的宽带信号的功率谱是由目标的辐射谱决定的。假设观测目标辐射谱为 $A(f)$, 则其频谱 $S_A(f)$ 可表示为

$$S_A(f) = A(f)S(f) \quad (9)$$

根据高斯分布的性质, $S_A(f)$ 的概率分布函数可以表示为

$$S_A(f) \sim N(0, A(f)kT/2) \quad (10)$$

$S_A(f)$ 在每个频点都服从均值为0, 方差为 $A(f)kT/2$ 的高斯分布。该信号可以通过产生高斯分布的伪随机数来仿真实现。

3.2 混频器模型

混频器利用本振信号将高频信号下变频为中频信号。对于实际的混频器, 主要参数包括本振频率偏移, 变频损耗, 输入输出驻波比。不考虑混频器本身带来的噪声时, 混频器的频域传输函数可以表示为

$$H_m(f) = A_m(f)\delta(f - f_0 - \Delta f) \quad (11)$$

其中, Δf 表示本振频率偏移, $A_m(f)$ 为变频损耗, $\delta(f - f_0)$ 为单位冲激函数。实际情况下, 混频器自身也会产生噪声贡献, 且其与输入噪声信号之间不相关。因而实际输出信号的频域形式可表示为

$$\begin{aligned} S_m(f) &= H_m(f)S_A(f) + N_m(f) \\ &= A_m(f)S_A(f - f_0 - \Delta f) + N_m(f) \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $N_m(f)$ 是混频器自身噪声, $S_m(f)$ 为经混频器后的噪声信号的频域形式。

3.3 放大滤波模型

射频放大器的主要参数有增益平坦度、噪声系数、线性区等。由于微波辐射计接收的是自然界的微弱的热辐射, 其输入功率处于放大器的线性区

内, 因此射频放大器不会带来非线性误差。放大器本身会对系统引入噪声 $N_a(f)$ 。放大器的模型可以表示为

$$S_a(f) = H_a(f)(S_m(f) + N_a(f)) \quad (13)$$

实际带通滤波器一般难以实现矩形窗的频率响应。设带通滤波器的频率响应为 $H_f(f)$, 其自身噪声为 $N_f(f)$, 则经过带通滤波器的信号可以表示为

$$S_f(f) = H_f(f)(S_a(f) + N_f(f)) \quad (14)$$

假设第1级放大器的增益为30 dB, 目标亮温为300 K, 混频器和放大器带来的噪声为1000 K, 带通滤波器的噪声为300 K。则经过30 dB的放大后, 信号为1300000 K, 此时, 滤波器的噪声对系统的总贡献仅为0.021%。因此为了简化系统模型, 可以忽略放大器以后的器件带来的噪声。经过放大滤波后的信号频谱 $S_{af}(f)$ 可以表示为

$$S_{af}(f) = H_f(f)H_a(f)(S_m(f) + N_a(f)) \quad (15)$$

3.4 检波器模型

微波辐射计使用平方律检波, 用电压值表示信号功率值。经过检波后信号基本为直流信号。由于检波器的数学模型在时域描述更为简便, 因此该模块模型由时域信号表示。理想的平方律检波器的模型为

$$s_d(t) = c_0(\text{IFFT}(S_{af}))^2 \quad (16)$$

其中, c_0 为检波系数, IFFT表示逆快速傅里叶变换。在实际模型中, 考虑到检波晶体管非线性的影响, 系统模型可表示为

$$s_d(t) = c_0(\text{IFFT}(S_{af}))^{2\varepsilon(p)} \quad (17)$$

其中, $\varepsilon(p)$ 为线性因子, 是输入信号功率的函数。当输入信号功率处于检波器的非线性区时, $\varepsilon(p)$ 小于1, 当输入功率继续增大时, $\varepsilon(p)$ 等于0, 检波器处于饱和区。

4 仿真结果及其对比验证

本节利用第3节所提全功率式辐射计系统模型对MWHTS的89 GHz通道进行参数化建模和仿真, 并将仿真结果与仪器的测试结果比较, 来验证仿真模型的正确性。本文虽然研究的是噪声信号, 但检波器的模型仍为时域描述, 因此需要恢复信号。为满足香农采样定理, 将采样率设置为400 GHz; 受限于计算机内存容量, 仿真时间设置为0.02 μ s。仿真算法采用Python实现。

4.1 仿真结果

MWHTS的89 GHz通道基本指标如表1所示。图2(a)和图2(b)分别给出了实测的89 GHz通道的幅频响应和检波器的检波曲线。首先根据式(10), 模

拟产生目标亮温。为了与实际系统的输出结果进行对比,设输入信号是来自高、低温定标源的热辐射。当定标源亮温为300 K时,辐射信号功率谱如图3(a)所示。可以看出,辐射信号在0~200 GHz范围内输出均匀稳定噪声^[12],功率谱密度为-163 dBm/Hz。天线一般为宽带器件。假设天线的接收带宽为20 GHz,通过天线后目标辐射功率谱为图3(b)所示。可以看

出,天线接收通带范围为80~100 GHz,且在该通带内信号功率谱密度保持不变。

MWHTS的第1级为混频器。利用式(12)来模拟混频器后的亮温信号。需要注意的是,由于MWHTS只测试了整个通道的频率响应,因此在仿真时本文将各模块的幅频特性理想化,只在最终滤波器输出时添加仪器实际的通道响应函数。此时式(12)中的传输函数 $A_m(f)$ 为一个常数。经过混频器后的信号的功率谱如图3(c)所示。可以看出,由于MWHTS接收机采用双边带体制,通过89 GHz的本振信号和输入信号混频后,信号功率谱通带范围下变频从0~10 GHz,在下变频后信号功率谱密度会增大3~160 dBm/Hz。采用式(15)来模拟经过放大滤波

表1 MWHTS的89 GHz通道参数

指标	设计值	实际值
接收机噪声温度	800 K	600 K
带宽	1500 MHz	1475.6 MHz
灵敏度	1.0 K	0.38 K

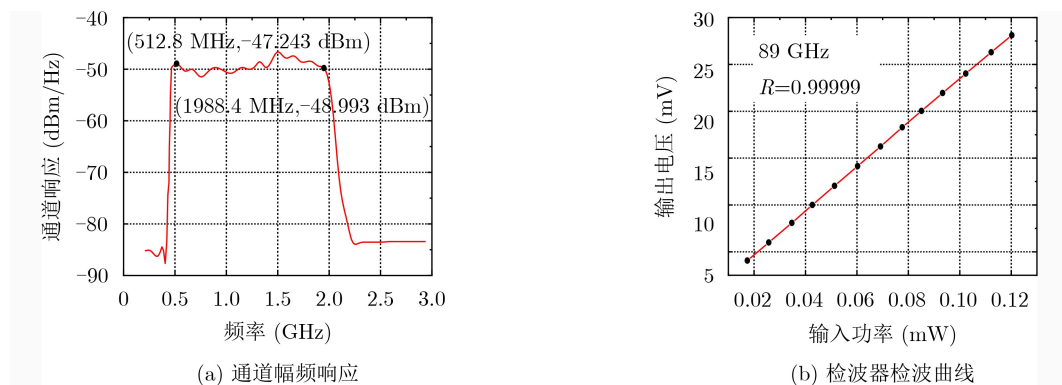


图2 MWHTS的89 GHz通道实测通道特性

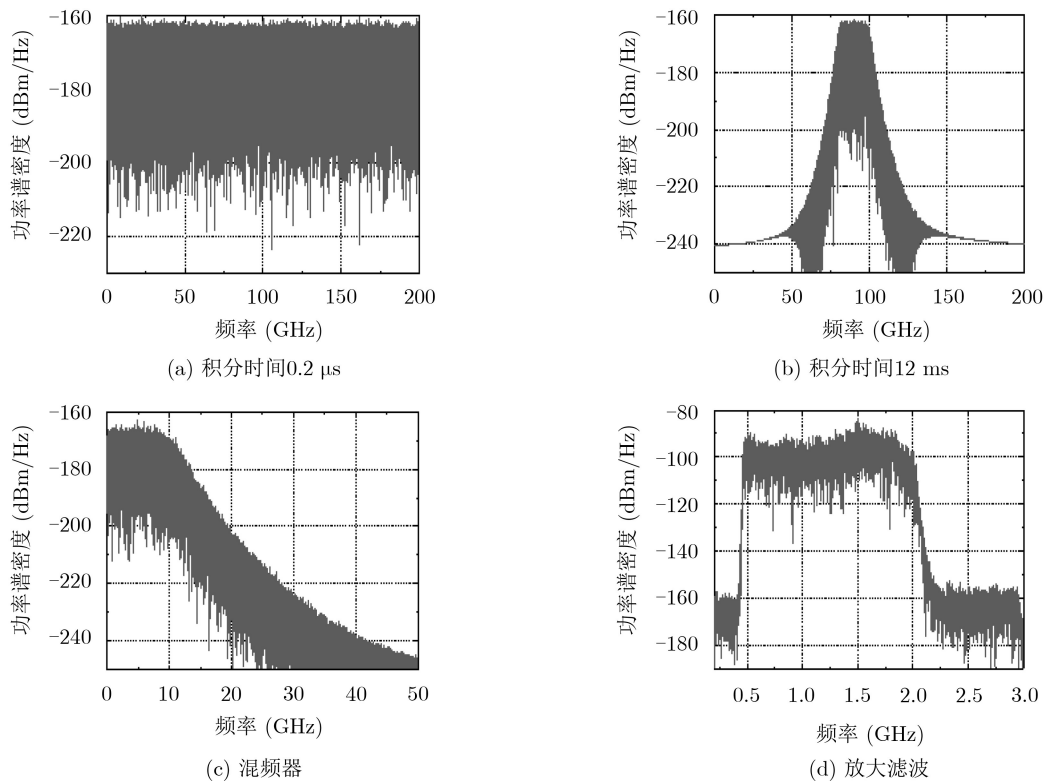


图3 仿真系统功率谱密度

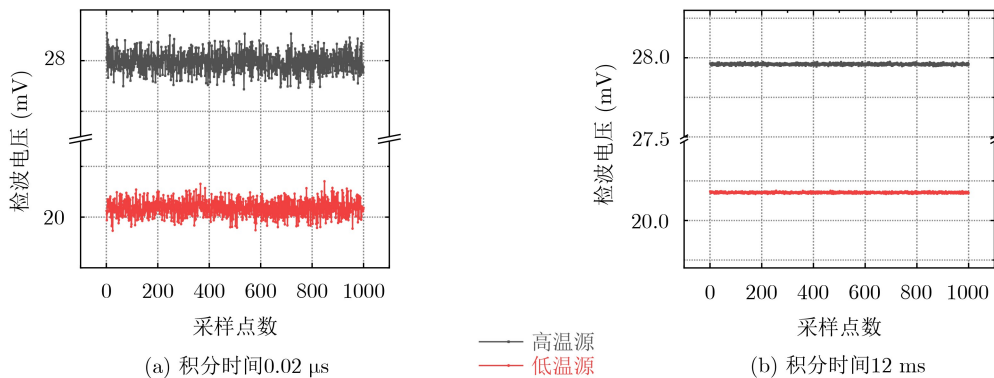


图4 检波器输出电压

后的信号。MWHTS的接收链路有两级放大，前端模块将信号放大至 -40 dBm ，中频模块再将信号放大至检波器的输入动态范围之内。在仿真系统中，将两级放大器一起考虑，系统总增益为 63 dB 。滤波器是仿真系统前端的最后一级，将 89 GHz 的实测的幅频响应作为仿真系统中滤波器的传输函数。图3(d)为经过放大滤波后的信号功率谱。可以看出经过 63 dB 的放大和带宽为 1.5 GHz 的滤波后，信号的功率谱密度放大至 -97 dBm/Hz ，通带范围为 $0.5\sim 2\text{ GHz}$ ，且幅频特性与实测曲线接近。由图3(b)可以看出，MWHTS的检波器实测检波曲线线性度达到了 0.99999 ，此时式(17)中的 $\varepsilon(p)$ 在检波器输入功率范围内可视作常数1。因而采用线性函数拟合检波曲线，拟合结果为

$$v_d = 231.06p_f + 0.1816 \quad (18)$$

其中， p_f 表示滤波器输出功率，单位为 mW ， v_d 为检波器检波电压，单位为 mV 。 p_f 通过对滤波器的输出时域信号求平方和再除以仿真时间得到。此时，仿真系统的积分时间等效为仿真时间 $0.02\text{ }\mu\text{s}$ 。为了获得更长地等效积分时间，可以通过多次仿真并对仿真输出电压信号进行2次平均。例如，MWHTS的积分时间为 12 ms ，可以通过对600000次仿真得到的检波电压为一组进行平均来获得此积分时间下的输出电压。图4给出了 $0.02\text{ }\mu\text{s}$ 和 12 ms 积分时间下 3 K 和 340 K 输入亮温对应的检波电压，其均值分别为 20.206 mV 和 27.919 mV 。

4.2 仿真结果验证

对于全功率式辐射计系统，主要评价指标包括输出电压动态范围、辐射灵敏度和线性度。本节对仿真系统的这几项指标进行评估，并和仪器的实际测试指标比较，验证仿真系统的有效性。

4.2.1 各级功率理想值和仿真值对比

微波辐射计测量的是目标的热辐射，可以通过功率-亮温对应关系通过信号功率来表示目标的辐

亮度。对于MWHTS的 89 GHz 通道，其实测带宽为 1475.6 MHz ，系统噪声系数约为 6 dB ，输入辐射功率可由 $K(T_A + T_N)B$ 估算，其中 T_A 和 T_N 分别为天线温度和接收机温度， B 为系统等效带宽。对于亮温为 300 K 的高温源，输入辐射功率约为 -73 dBm ，经过增益为 63 dB 放大器后，功率放大至 -10 dBm 。

表2给出了仿真功率和实测功率。由于实际系统各个子模块的输出功率无法测试，因此实际功率只给出了混频器后信号功率的测量值。通过表2可以看出，仿真系统的输出功率和检波电压与真实系统的测量值十分接近。其中，输出功率的最大差值为 0.069 dB ，检波电压的最大差值为 2.35 mV ，两者误差分别为 0.015% 和 0.084% 。这证明了仿真系统的输出功率和检波电压均具有较高的仿真精度。

4.2.2 线性度结果验证

线性度是辐射计系统的重要指标，良好的线性度可以保证目标亮温测量的准确性。在辐射计增益稳定的情况下，通过计算一组输入亮温与输出电压信号之间的相关系数，可以得到系统的线性度。实际情况下，辐射计射频前端存在增益波动，使得在相同的输入亮温下，输出电压会发生较大波动，导致上述方法失效。在这种情况下，需要通过计算输入亮温与输出亮温之间的相关系数来获得线性度，其中输出亮温通过实时两点定标消除增益波动的影响。

为了模拟增益波动对输出电压的影响，在通道响应中加入增益波动的影响。通过已知亮温的低温源和高温源及它们的输出电压，对输入亮温进行实

表2 各级功率输出与检波电压输出结果

	仿真功率(dBm)		实际功率(dBm)	
	3 K	340 K	3 K	340 K
滤波器	-10.75	-9.34	-10.69	-9.27
	仿真检波电压(mV)		实际检波电压(mV)	
检波器	20.21	27.92	20.04	27.56

时两点定标,消除增益波动并获得输入亮温和输出亮温关系。短期的增益波动主要由 $1/f$ 噪声引起,在建模过程中采用经验模型^[13],该模型将增益波动表示为

$$\frac{\Delta G(f)}{G} = \frac{2C\sqrt{N_s}}{f^\alpha} \quad (19)$$

其中, N_s 是放大器的级联个数, C 为固定系数, α 为接近1的系数。

图5是利用式(19)计算出来的增益波动的频域和时域结果。其中, N_s 是MWHT-II中89 GHz波段的放大器级数, C 是W波段器件的典型值。图5(a)显示增益波动的频谱基本呈现 $1/f$ 噪声的规律。对式(19)进行傅里叶变换,可以得到增益波动的时域波形。可以看出,在当前参数下,增益波动的范围基本在0.1%以内,且无明显规律,呈现出 $1/f$ 噪声的特征。

表3是加入了因 $1/f$ 噪声而产生的增益波动的仿真及定标结果。其中, T_{in} 是输入亮温; V_C 和 V_H 分别是80 K的低温源和300 K的高温源对应的输出电压; V_{out} 是输入亮温对应的输出电压; T_{out} 是经过实时两点定标后的输出亮温; ΔT 是输入亮温与输出亮温之差。定标方程采用1次方程形式

$$V_{out} = aT_{in} + b \quad (20)$$

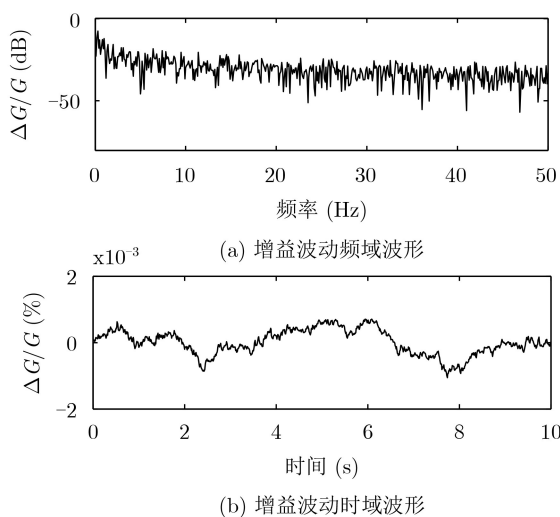


图5 增益波动的频域和时域结果

其中, a 和 b 分别是1次项系数和截距项系数。由表3中输出电压可以看出,当增益波动时,检波器的输入功率也会漂移,这会造成高温源和低温源在多次测量时输出电压不一致的现象。表3同时给出了不同输入亮温下定标后亮温和输入亮温的差值,可以看出其最大差值为0.1 K,这表明仿真系统具有很高的亮温准确度。图6是MWHTS的89 GHz通道的输入亮温与输出亮温的相关结果,可以看出相关系数大于0.999999。这表明系统通过实时两点定标消除了增益波动的影响。

4.2.3 辐射计灵敏度结果验证

辐射计灵敏度的理论结果可由式(21)估计。在实际测量过程中,使用式(21)计算仪器的辐射灵敏度^[14]

$$\Delta T = \frac{T_H - T_C}{V_H - V_C} \text{STD}(V_H) \quad (21)$$

其中, V_H 表示内部热源输出电压均值, $\text{STD}(V_H)$ 表示内部热源测量电压波动的方差, V_C 表示外部冷源输出均值, T_H 和 T_C 分别表示热源和冷源的输出亮温。MWHTS的系统积分时间为12 ms,其89 GHz通道的辐射灵敏度实测结果约为0.34 K^[15]。在仿真过程中,采样率设置为200 GHz,单次仿真时间设置为0.02 μs,则仿真的积分时间等效为0.02 μs。

对0.02 μs积分时间的电压数据分别以1000点、100000点和600000点为1组进行平均,可分别得到积分时间为0.02 ms, 2 ms和12 ms的系统输出电压及电压均方根。图7(a)—图7(c)是3组不同积分时间

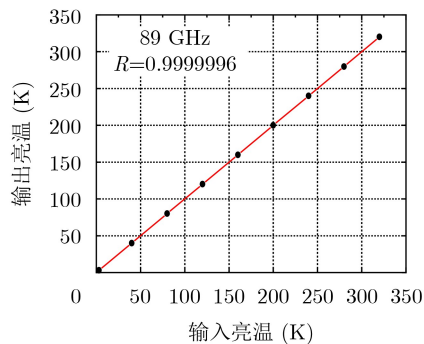


图6 仿真系统线性度

表3 系统线性度仿真结果

$\Delta G/G(\%)$	$T_{in}(K)$	$V_C(mV)$	$V_H(mV)$	$V_{out}(mV)$	a	b	$T_{out}(K)$	$\Delta T(K)$
0.024	3	20.63	27.59	17.75	30.17	-532.46	3.10	-0.10
0.057	80	20.65	27.64	20.32	30.04	-530.39	80.09	-0.09
0.055	160	20.67	27.64	22.99	30.13	-532.77	159.90	0.10
0.042	240	20.63	27.59	25.60	30.17	-532.46	239.96	0.04
0.039	320	20.74	27.74	28.41	30.00	-532.20	320.10	-0.10

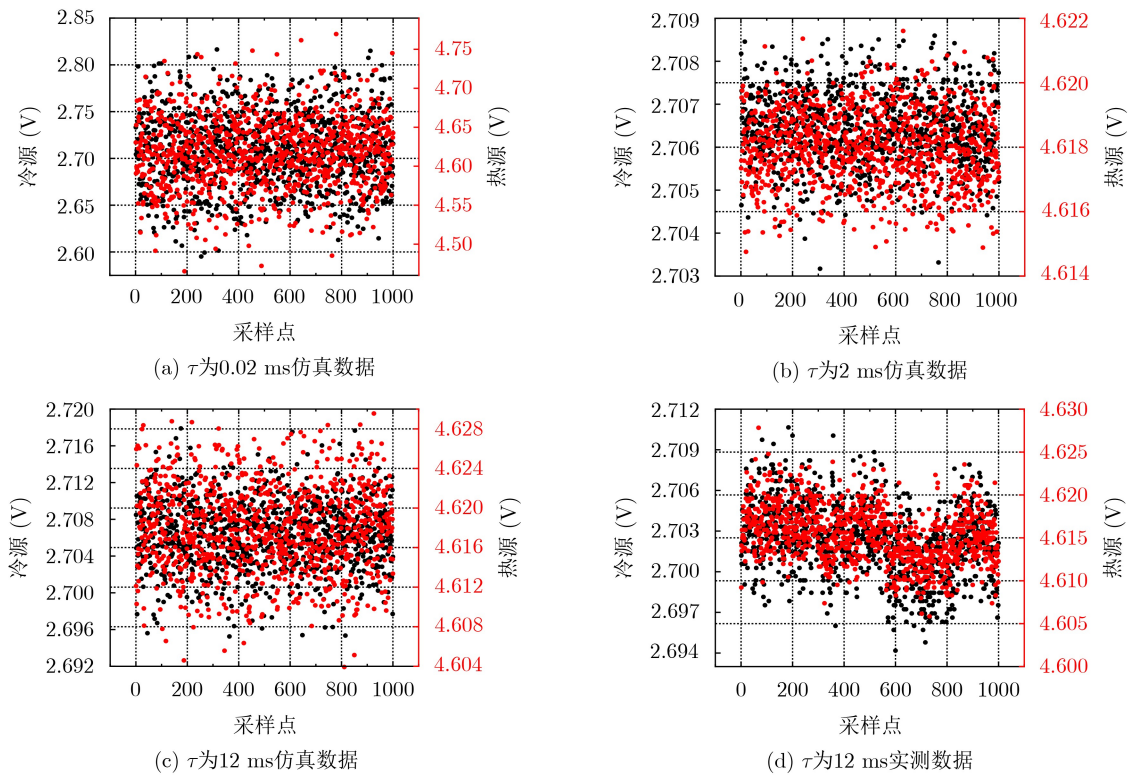


图7 高低温源对应的输出电压

下，仿真系统对高、低温定标源的视频电压结果。从图7中可以明显地看到随着积分时间的增长，仿真系统输出电压的均值基本不变，但其均方根值显著下降。作为对比，图7(d)给出了MWHTS的89 GHz通道的热真空实验的原始电压结果。对比图7(c)和7(d)可以看出，由于实际的接收机存在增益波动，实际仪器在观测冷、热源时，输出电压存在一定程度的漂移。这会导致通过式(21)计算的电压均方根偏大，进而造成灵敏度估算过高。

通过式(7)和式(21)计算的各个积分时间下的灵敏度的理论值、仿真值和真实值结果见表4。由于实际仪器的积分时间为12 ms，因而实测灵敏度只有该积分时间下的结果。通过结果对比发现，采用仿真算法获得的灵敏度略大于理论值，又小于实际测量值。这是由于式(7)在推导灵敏度表达式时，进行了大量简化，这可能会降低对灵敏度的估计。而实际情况下由于系统的非理想特性，尤其是接收机增益的波动，造成求出的电压均方根值大于真实值，从而导致灵敏度计算结果较大。

表4 辐射灵敏度结果对比

积分时间(ms)	理论值(K)	仿真值(K)	实测值(K)
0.02	6.93	8.13	—
2	0.69	0.76	—
12	0.18	0.28	0.34

5 结束语

卫星资料的精细化定量应用是进一步提高数值天气预报精度的前提。为了获得更高精度和准确度的大气湿温廓线，需要对风云三号卫星微波湿温度计进行系统量化研究和分析。

本文为解决传统辐射计系统建模方法过于简化、结果误差较大等缺陷，提出了一种基于计算机仿真的全功率式微波辐射计的系统建模方法。该方法从信号处理的角度重点对热辐射噪声源、混频器、放大器、滤波器和检波器进行了参数化建模。本文将系统建模方法应用于MWHTS的89 GHz通道，通过与实测数据对比，验证了该通道的输出动态范围、系统线性和辐射灵敏度等性能指标，进而验证了该仿真模型的正确性。

本文在对辐射计系统建模时，未能考虑天线、后端数字模块及定标源自身波动的影响，这可能会降低所建立模型的准确性。后续工作将继续分析以上影响因素。同时将通过该模型利用各器件的实测参数对整个系统及输出亮温、灵敏度和线性度等性能指标进行误差分析。

参考文献

- [1] 谷松岩, 郭杨, 王振占, 等. 风云三号A星微波湿度计探测通道定标分析[J]. 气象科技进展, 2013, 3(4): 43–49. doi: 10.3969/j.issn.2095-1973.2013.04.005.
- GU Songyan, GUO Yang, WANG Zhenzhan, et al.

- Calibration analyses for sounding channels of MWHs onboard FY-3A[J]. *Advances in Meteorological Science and Technology*, 2013, 3(4): 43–49. doi: [10.3969/j.issn.2095-1973.2013.04.005](https://doi.org/10.3969/j.issn.2095-1973.2013.04.005).
- [2] 陆其峰. 风云三号A星大气探测资料数据在欧洲中期天气预报中心的初步评价与同化研究[J]. *中国科学: 地球科学*, 2011, 54(10): 1453–1894. doi: [10.1007/s11430-011-4243-9](https://doi.org/10.1007/s11430-011-4243-9).
- LU Qifeng. Initial evaluation and assimilation of FY-3A atmospheric sounding data in the ECMWF System[J]. *Science China Earth Sciences*, 2011, 54(10): 1453–1894. doi: [10.1007/s11430-011-4243-9](https://doi.org/10.1007/s11430-011-4243-9).
- [3] 牛立杰, 刘浩, 吴季. 高灵敏度、高稳定度微波辐射计技术与实验验证[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(8): 2028–2032. doi: [10.11999/JEIT161112](https://doi.org/10.11999/JEIT161112).
- NIU Lijie, LIU Hao, and WU Ji. Research and experimental verification on high sensitivity and high stability microwave radiometer[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(8): 2028–2032. doi: [10.11999/JEIT161112](https://doi.org/10.11999/JEIT161112).
- [4] BURRAGE D M, GOODBERLET M A, and HERON M L. Simulating passive microwave radiometer designs using Simulink[J]. *Simulation*, 2002, 78(1): 36–55. doi: [10.1177/0037549702078001201](https://doi.org/10.1177/0037549702078001201).
- [5] 卢红丽. L波段全极化微波辐射计链路仿真与分析[D]. 中国科学院研究生院(空间科学与应用研究中心), 2011.
- LU Hongli. Link simulation and analysis of L-band microwave radiometer[D]. Graduate School of Chinese Academy of Sciences (Center for Space Science and Applied Research), 2011.
- [6] 高飞, 张俊荣. 数字增益自动补偿微波辐射计的计算机仿真[J]. *电子学报*, 1999, 27(9): 22–24. doi: [10.3321/j.issn:0372-2112.1999.09.007](https://doi.org/10.3321/j.issn:0372-2112.1999.09.007).
- GAO Fei and ZHANG Junrong. Computer simulation of digital auto gain compensative microwave radiometer[J]. *Acta Electronica Sinica*, 1999, 27(9): 22–24. doi: [10.3321/j.issn:0372-2112.1999.09.007](https://doi.org/10.3321/j.issn:0372-2112.1999.09.007).
- [7] 高飞, 张俊荣. 星载微波成像仪接收通道的仿真研究[J]. *遥感技术与应用*, 1998, 13(3): 24–29. doi: [10.3969/j.issn.1004-0323.1998.03.005](https://doi.org/10.3969/j.issn.1004-0323.1998.03.005).
- GAO Fei and ZHANG Junrong. Simulative study of received channel about space-borne microwave imaging instrument[J]. *Remote Sensing Technology and Application*, 1998, 13(3): 24–29. doi: [10.3969/j.issn.1004-0323.1998.03.005](https://doi.org/10.3969/j.issn.1004-0323.1998.03.005).
- [8] 张升伟, 王振占, 孙茂华, 等. 风云三号卫星先进微波大气探测仪系统设计与研制[J]. *中国工程科学*, 2013, 15(7): 81–87. doi: [10.3969/j.issn.1009-1742.2013.07.012](https://doi.org/10.3969/j.issn.1009-1742.2013.07.012).
- ZHANG Shengwei, WANG Zhenzhan, SUN Maohua, et al. The design and development of advanced microwave atmospheric coupler onboard FY-3 satellite[J]. *Engineering Science in China*, 2013, 15(7): 81–87. doi: [10.3969/j.issn.1009-1742.2013.07.012](https://doi.org/10.3969/j.issn.1009-1742.2013.07.012).
- [9] TIURI M. Radio astronomy receivers[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1964, 12(7): 930–938. doi: [10.1109/TAP.1964.1138345](https://doi.org/10.1109/TAP.1964.1138345).
- [10] PENG Jinzheng. Polarimetric microwave radiometer calibration[D]. [Ph.D. dissertation], University of Michigan, 2008.
- [11] PENG Jinzheng and RUF C S. Covariance statistics of fully Polarimetric brightness temperature measurements[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2010, 7(3): 460–463. doi: [10.1109/LGRS.2009.2039115](https://doi.org/10.1109/LGRS.2009.2039115).
- [12] SKOU N. Microwave Radiometer Systems: Design and Analysis[M]. Norwood, MA: Artech House, 1989.
- [13] SEIFFERT M, MENNELLA A, BURIGANA C, et al. 1/f noise and other systematic effects in the Planck-LFI radiometers[J]. *Astronomy & Astrophysics*, 2002, 391(3): 1185–1197. doi: [10.1051/0004-6361:20020880](https://doi.org/10.1051/0004-6361:20020880).
- [14] 王振占. 海面风场全极化微波辐射测量——原理、系统设计与模拟研究[D]. [博士论文], 中国科学院研究生院(空间科学与应用研究中心), 2005.
- WANG Zhenzhan. Sea surface wind vector measured by polarimetric microwave radiometer-Principle, system design and simulation study[D]. [Ph.D. dissertation], Graduate School of Chinese Academy of Sciences (Center for Space Science and Applied Research), 2005.
- [15] 何杰颖. 微波/毫米波大气温湿度探测定标与反演的理论和方法研究[D]. [博士论文], 中国科学院研究生院(空间科学与应用研究中心), 2012.
- HE Jieying. Research on theory and method of microwave and millimeter wave atmospheric temperature and humidity detection calibration and retrieval[D]. [Ph.D. dissertation], Graduate School of Chinese Academy of Sciences (Center for Space Science and Applied Research), 2012.
- 段永强: 男, 1993年生, 博士生, 研究方向为微波辐射计系统设计与仿真.
- 王振占: 男, 1969年生, 研究员, 研究方向为微波遥感新技术及应用技术研究.
- 张升伟: 男, 1964年生, 研究员, 研究方向为微波辐射计系统设计与应用.