

箭上电磁环境检测接收天线研究

姜云升¹, 刘丹阳¹, 王洋¹, 宫长辉¹, 钟媚青^{2,3}

(1. 北京宇航系统工程研究所, 北京 100074;

2. 清华大学工程物理系, 北京 100084;

3. 教育部粒子技术与辐射成像教育部重点实验室, 北京 100084)

摘要: 针对目前运载火箭舱内电磁环境愈发复杂且没有有效的测量手段的问题, 研制了一种超宽带无源小型化接收天线。该天线采用多个整形单极子的方式拓展带宽并达到小型化目的。接收天线的测量频率范围覆盖 500 MHz~6 GHz, 尺寸约为 60 mm×60 mm×100 mm。通过加入低噪声放大器, 使可测量的最低电场强度不高于 1 mV/m。由于多个整形极子天线存在相互干扰情况, 因此接收天线在频率响应上与理论值存在差异, 该差异可以通过校准进行消除。通过数值仿真和样机试验测试, 该天线系统的测量能力良好, 符合设计预期。将该接收天线应用装在运载火箭舱内, 可以对目前已知的箭上无线系统发射频段进行有效测量, 对飞行过程中箭上真实电磁环境的确认、舱内电磁兼容设计、箭地无线链路设计具有重要作用。

关键词: 超宽带; 天线干扰; 电磁场测量; 电磁兼容

中图分类号: V475.1

文献标志码: A

文章编号: 2096-4080 (2023) 03-0019-08

Receiving Antenna Research for Electromagnetic Environment Detection on Launch Vehicles

JIANG Yunsheng¹, LIU Danyang¹, WANG Yang¹, GONG Changhui¹, ZHONG Meiqing^{2,3}

(1. Beijing Institute of Astronautical Systems Engineering, Beijing 100074, China;

2. Department of Engineering Physics, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

3. Key Laboratory of Particle & Radiation Imaging, Ministry of Education, Beijing 100084, China)

Abstract: In view of the increasingly complex electromagnetic environment in the launch vehicle compartment and the lack of effective measurement methods, an ultra-wideband passive miniaturized receiving antenna is proposed. Several shaped monopoles have been adopted in the proposed antenna for expanding the frequency bandwidth and minimization. The effective frequency bandwidth of the receive antenna covers 500 MHz~6 GHz. The size in three dimension is about 60 mm×60 mm×100 mm. Through the LNA added, the lower limit of the dynamic range can down to 1 mV/m. Due to the disturbance between the antennas, the frequency response differs from the theoretical value, which can be reduced through calibration. Through numerical simulation and the experiment, the performance of the antenna meets the expectation. The receiving antenna mounted in the cabin can measure the emit of wireless system effectively, which is significant for determination of the actual EM field in cabin, EMC and wireless link design.

Key words: Ultra-wideband (UWB); Antenna disturbance; Electromagnetic field measurement;

收稿日期: 2023-02-04; 修订日期: 2023-04-23

基金项目: 国家部委预研项目 (50903020501)

作者简介: 姜云升 (1994-), 男, 博士, 工程师, 主要研究方向为飞行器总体设计。E-mail: yhzts@163.com

Electromagnetic compatibility

0 引言

随着运载火箭智能化水平及运载能力的提升,运载火箭上的无线电磁环境与传统火箭存在显著区别。伴随着推进剂的变化、结构的变化,发动机燃烧过程中所形成的电磁环境特性目前尚未可知。在前期,已有多位学者对火箭发动机的电磁衰减特性进行了研究,然而大多是理论和仿真层面的研究^[1-4],实际测量试验也均为在地面模拟等离子体环境进行的微波试验^[5-6],很难回答与空中实际飞行试验中电磁环境的一致性问题。

此外,新一代运载火箭中的测量系统大量使用无线区域子网、高速天基测控以及无线供电技术^[7]等异于传统火箭测量系统的新技术,突出体现了“网络化、无缆化、高速化、智能化”^[8-9]等特征。显然,无线链路的增多也使得箭上电磁环境变得更加复杂。

这种情况下,舱内众多电气设备的电磁兼容性设计、无线链路的设计与传统火箭相比,过程变得更加复杂、设计依据更加单薄、结果更加难以预测。为了给上述问题的解决提供支撑,舱内电磁环境的测量成为首先须要解决的问题。考虑到箭上常用的电磁频段横跨P波段~C波段,因此舱内接收天线的测量范围必须能够覆盖600 MHz~6 GHz。除此以外,由于电磁环境未知、箭体空间狭小、力热环境要求高、供电水平受限,并且须要尽可能减小监测天线对箭上环境的影响,因此天线还须要具备全向性、小型化、功耗低、环境适应性强等特点。对超宽带天线,国内外学者开展了大量的工作进行设计研究。目前箭上使用的超宽带天线暂无文献资料。多数的超宽带小型化天线集中在车载天线和探地雷达的研究中。例如Zhang等^[10]设计了一款车载通信天线,通信频带为1.7 GHz~6 GHz,相比于箭上环境,频率下限难以满足;伍书凝等^[11]研制了一款用于车载通信的鲨鱼鳍天线,带宽可达824 MHz~5 GHz,组装成品的天线尺寸约为75 mm×160 mm×50 mm,但由于天线方向图并非全向性,在应用上存在一定限制;郁剑等^[12]研制的天线裸板尺寸可到达30.0 mm×24.0 mm×1.6 mm,带宽为3.09 GHz~11.10 GHz,低频无法达到要求,不适用于箭上的电磁环境;目前手持探地雷达天线小型化超宽带性能较好,尺寸可

以控制在30 mm×20 mm以内,大多频段在3 GHz~11 GHz^[13],贾文枫等^[14]设计一款用于探地雷达的领结天线,下限频率可达400 MHz,但天线裸板平面尺寸不小于300 mm×100 mm,尺寸偏大难以在箭上安装。本文设计了一种能够符合箭上安装要求的无源小型化电磁场接收天线,测量频率覆盖500 MHz~6 GHz。

1 接收天线设计

1.1 理论设计

为了满足全向性、小型化、功耗低、环境适应性强等要求,本文采用了一种地基整形单极子形式的天线作为基础设计接收天线^[15]。这种接收天线摒弃了传统天线“−10 dB带宽”的带宽定义方式,转而采用一种线性频响来定义天线带宽。其中频率响应指的是在各频点入射电场均为1 V/m的情况下天线负载的输出电压。这种方式的好处是削弱了传统天线对反射系数的严苛要求,能够通过设计拓展带宽;但缺点在于天线形状设计难度大,低频段频率响应低。

整形天线的思路是将天线的外形建立在一个等势面上,结合等效电荷法,得到整形单极子,其外形应满足

$$r = h \left[\frac{(1+k)\cos\theta + (1-k)}{(1+k)\cos\theta + (1-k)\cos^2\theta} \right] \quad (1)$$

式中, r 为原点到等势面的距离, h 为天线高度, θ 为天线的半锥角, k 为与电势相关的常数数值。对于锥形传输线,特性阻抗由锥角决定,表达式如下

$$Z_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln \left(\cot \frac{\theta_0}{2} \right) \quad (2)$$

因此为达到50 Ω阻抗匹配,半锥角应当为48°。

这种天线在其接收带宽内是一种差分型接收天线,天线的输出电压与输入电场强度之间的关系在频域和时域分别变为

$$\begin{cases} V(\omega) = A_{\text{eq}} \omega \mathbf{D}(\omega) R \\ V(t) = A_{\text{eq}} \dot{\mathbf{D}}(t) R \end{cases} \quad (3)$$

式中, V 表示天线收到入射电场激励后的输出电压, A_{eq} 为天线的等效面积, R 为天线终端的负载阻抗,对于常规的射频系统通常采用50 Ω。 $A_{\text{eq}} \cdot R$ 也称为接收天线的灵敏度。 \mathbf{D} 为入射电位移矢量,接收的通常为空气介质内的电场,因此式中的电

位移矢量也可以表示为

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 E \quad (4)$$

式中, ϵ_0 为真空介电常数, E 为入射电场强度。

此外, 天线带宽在理论上仅由上限频率确定, 下限频率可以低至直流 (Direct Current, DC), 但频率越低天线的响应越低, 因此实际可以达到的下限频率由后端电路及测量仪器确定。天线的上限频率为

$$f_t = 0.6 \times \frac{1}{2\pi RC} \quad (5)$$

式中, C 为天线与地之间的等效电容。

传感器的有效面积和电容分别为^[15]

$$A_{\text{eq}} = \frac{C_s}{\epsilon_0} h_{\text{eq}} = \frac{1}{\epsilon_0} \frac{Q}{U} \frac{P}{Q} = - \frac{h^2 \pi \left[1 - \left(\tan \frac{\theta}{2} \right)^2 \right]}{\ln \tan \frac{\theta}{2}} \quad (6)$$

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{\int_0^h \lambda(z') dz'}{2\varphi_s} = -\epsilon_0 \pi h \frac{1 - \left(\tan \frac{\theta}{2} \right)^2}{\ln \tan \frac{\theta}{2}} \quad (7)$$

式中, Q 为电荷总量, U 为天线与地之间的电势差。式 (7) 已经给出天线与地面之间的电容计算表达式, 选择不同的天线高度, 即可选择天线的不同上限频率。

根据上述理论分析, 为使接收天线满足 600 MHz~6 GHz 的使用需求, 首先须要考虑上限频率达到 6 GHz, 此时根据式 (5)~(7) 的计算可以得到, 天线高度为 5 mm。对应天线的灵敏度为 0.935×10^{-12} 。对于天线接收的电场幅值下限, 采用 44 dB μ V/m (约为 1 mV/m) 作为测量幅值下限。通常使用的频谱仪底噪 -70 dBm 进行计算, 在入射电场强度为 1 mV/m 时, 能够探测的最低频率为 2 GHz。因为下限难以满足要求, 所以本设计中采用低频天线和高频天线相结合的方式, 满足设计要求。为了描述方便, 在接下来的描述中称本节设计的上限频率为 6 GHz 的天线为 6g 天线, 称本节设计的上限频率为 2 GHz 的天线为 2g 天线。

为了能在底噪 -70 dBm、500 MHz 频率下测得电场信息, 计算得到的天线高度为 15 mm, 上限频率为 2 GHz。组合天线信息如表 1 所示。

为满足火箭舱内空间狭小的需求, 天线进行紧凑设计后相对位置如图 1 所示。

表 1 组合天线的状态信息

探头高度 h/mm	等效电容 C/pF	上限频率 f_t/GHz	等效面积 A_{eq}/m^2
5	0.595 6	6.4	3.365×10^{-4}
15	1.787	2.1	3.028×10^{-3}

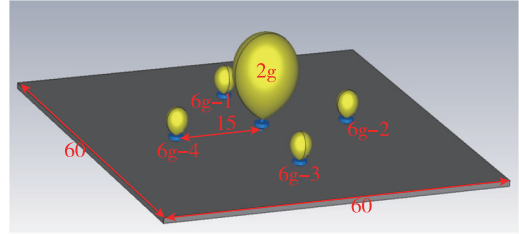


图 1 组合天线相对位置

Fig. 1 Relative position of the composite antenna

天线排布位置靠近, 因此天线之间存在耦合和扰动, 对天线性能存在干扰。在此种情况下须要进行扰动分析。

1.2 天线扰动分析

由于天线结构的复杂性, 天线间的扰动很难通过理论分析直接得到扰动的实际影响。因此本节首先使用等效电荷法对扰动产生的误差进行估算, 然后结合数值仿真得到具体对频响的干扰。

对于单独一段长度为 z_0 垂直放置于金属平面上的线电荷, 其等势面通过等效电荷法进行求解确定^[16]

$$\Theta_0^{-2} = \frac{[z + (z^2 + \Psi^2)^{\frac{1}{2}}]^2}{\{z + z_0 + [(z + z_0)^2 + \Psi^2]^{\frac{1}{2}}\} \{z - z_0 + [(z - z_0)^2 + \Psi^2]^{\frac{1}{2}}\}} \quad (8)$$

其中, Θ_0° 的定义为

$$\Theta_0^\circ = \exp\left(\Phi \frac{2\pi\epsilon_0}{\lambda_0}\right) \quad (9)$$

式中, Ψ 为在不同高度 z 的条件下天线横向长度, Φ 为天线等势面所处电势值, λ 为线电荷密度。

对于端口阻抗 50 Ω 、半锥角为 48 $^\circ$ 的等势面, 图 2 中的红色曲线为对应的等势面。

根据上面的求解方式, 将计算电势的方式拓展到两个不等长线电荷的情况。线电荷长度分别为 z_1 和 z_2 。在不考虑互相扰动的情况下, 其等势面如图 3 所示。

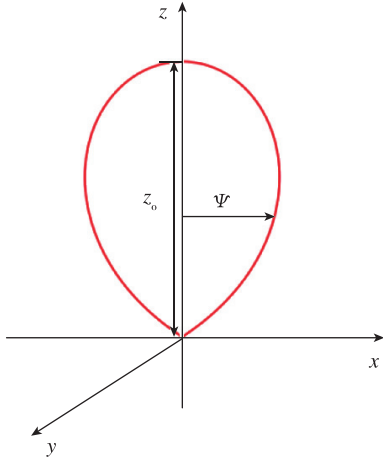


图2 线电荷的等势面

Fig. 2 Equipotential surface of single line charge

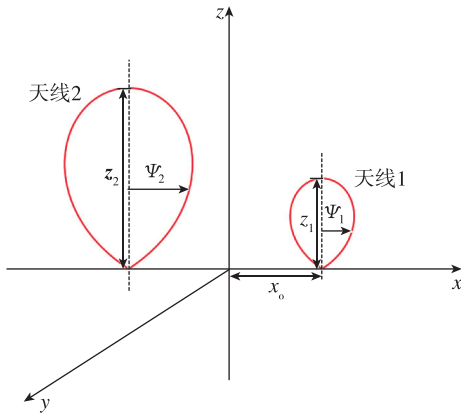


图3 两个不等长线电荷的等势面

Fig. 3 Equipotential surfaces of two unequal length line charge

与一段线电荷的等势面推导方法类似。由于对称性，可以将该问题简化到 $x-z$ 二维平面上进行分析。因此，式(8)可以继续将 y 向变量全部简化去除。两个线电荷的等势面满足以下方程 $\Theta_0^{-2} =$

$$\frac{[z + (z^2 + \Psi_1^2)^{\frac{1}{2}}]^2}{\{z + z_1 + [(z + z_1)^2 + \Psi_1^2]^{\frac{1}{2}}\} \{z - z_1 + [(z - z_1)^2 + \Psi_1^2]^{\frac{1}{2}}\}} \cdot \frac{[z + (z^2 + \Psi_2^2)^{\frac{1}{2}}]^2}{\{z + z_2 + [(z + z_2)^2 + \Psi_2^2]^{\frac{1}{2}}\} \{z - z_2 + [(z - z_2)^2 + \Psi_2^2]^{\frac{1}{2}}\}} \quad (10)$$

其中，横向距离 Ψ_1 和 Ψ_2 的定义为

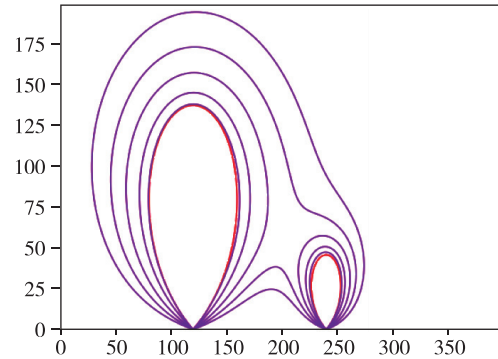
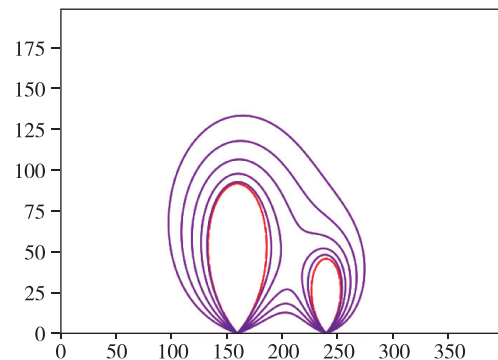
$$\begin{cases} \Psi_1 = (x - x_0)^2 + y^2 \\ \Psi_2 = (x + x_0)^2 + y^2 \end{cases} \quad (11)$$

一共考虑两种情况来计算等势面形状，并通过两种情况与现有等势面之间的差别等价到天

线的电容参数，从而变换到频率响应系数的扰动误差。一种情况是考虑两电荷均为同性电荷，另一种采用两电荷为异性电荷。

两个线电荷之间的长度只与相对关系有关，因此为了增加普适性，本节中的长度单位采用 a. u. (arbitrary unit)，即量纲为 1 化长度进行分析。首先对于 $z_1 = 1, z_2 = 3$ 情况下，改变 x_0 进行分析。对于同性电荷的情况，得到间距 $2x_0 = 3$ 的情况下的等势面结果如图 4 所示。可以看出，在靠近探头的位置处，其等势面并没有出现明显的变形。随着位置逐渐向两探头中间靠拢，其等势面逐渐合并连接。这种分布符合该场景下的情况。随着间距的增加，等势面的变形明显减小。距离及电荷极性变化时，等势面形状变化如图 4~图 7 所示。

结合上面的分析，由于两个线电荷之间距离拉近，等势面被不同程度地压缩或拉伸，与原有等势面形状不再一致。在不改变天线形状的基础上，为了定量描述探头的电容变化，在这里采用一种误差限的方式进行描述。该方法提取与探头形状内外相切的两条等势线，用该等势线的电势

图4 异性电荷情况下的等势面 ($2x_0 = 3$)Fig. 4 Equipotential surfaces of opposite charge ($2x_0 = 3$)图5 异性电荷情况下的等势面 ($2x_0 = 2$)Fig. 5 Equipotential surfaces of opposite charge ($2x_0 = 2$)

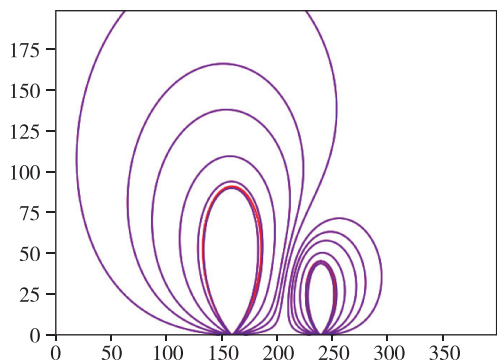


图 6 同性电荷情况下的等势面 ($2x_0=2$)

Fig. 6 Equipotential surfaces of identical charge ($2x_0=2$)

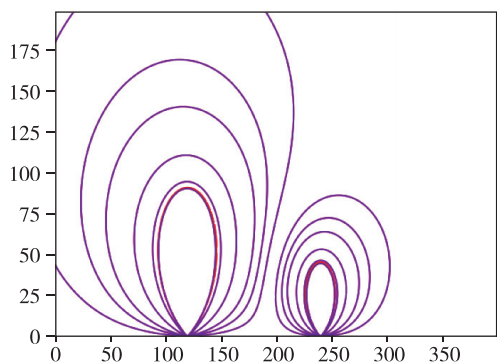


图 7 同性电荷情况下的等势面 ($2x_0=3$)

Fig. 7 Equipotential surfaces of identical charge ($2x_0=3$)

限定一个误差范围，即探头电势的极限偏差，在电荷相同的情况下，可以以此来描述探头对地电容的变化情况。不同情况下的误差大小如表 2 所示。

表 2 两个不等长线电荷的等势面偏差
Tab. 2 Equipotential surfaces error of two unequal length line charge

序号	线电荷高度 (a. u.)		线电荷距离 (a. u.)	归一化电势偏差 $\frac{\theta-\theta_0}{\theta_0}$	
	线电荷 1	线电荷 2		线电荷 1 (z_1)	线电荷 2 (z_2)
2	1	3	4	12%	7%
3			5	6%	3%

由表 2 可以看出，在 $z_1=1, z_2=3, 2x_0=3$ 的情况下，与单天线情况下的归一化电势相比，最大偏差可以达到 37% 和 21%。

2 仿真校验

对设计完成的天线结构使用 CST MWS 软件

进行仿真。因为是宽带接收天线，所以重点考察两种参数天线在频域下的传递函数以及天线方向图。数值仿真采用平面波进行激励，激励信号频谱覆盖范围为 DC-10GHz。采用 50 Ω 匹配端口监测天线输出接口的频域响应。

仿真得到的天线传递函数如图 8 所示。在周围的小天线 6g-X ($X=1\sim 4$) 的频率响应基本一致，因此为了视觉清晰，不在同一张图中全部绘制，仅体现一个小天线 6g-X 的频率响应。

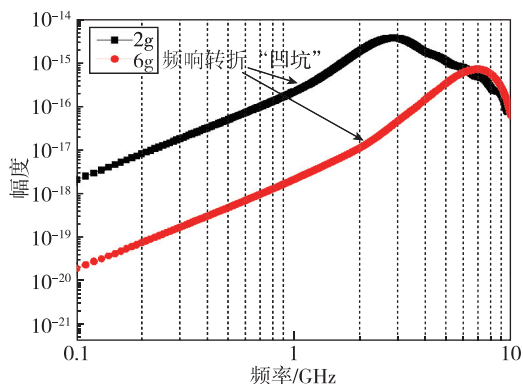


图 8 两天线的传递函数

Fig. 8 Transfer function of the two antennas

从图 8 中可以看出，天线的传递函数在整体趋势上与 1.1 节式 (3) 的关系一致，天线的传递函数幅值随着频率增大基本呈现线性上升形式。但与 1.1 节中结论的不同之处在于，理论推导中天线输出与入射电场强度之间在频域上存在严格线性关系，但在组合天线的仿真结果中，天线传递函数在频点处存在“凹坑”（图 8 中的标注位置），这体现了天线之间扰动对传递函数的影响。

为简化传递函数影响，采用线性拟合后的灵敏度对天线不同频段内的性能进行描述。分别对含“凹坑”的灵敏度和不含“凹坑”的灵敏度进行线性拟合，拟合结果与设计值之间的误差关系如表 3 所示。

表 3 仿真天线灵敏度及误差

Tab. 3 Simulated response and relative error of the antennas

天线名称	灵敏度设计值	不同频段拟合得到灵敏度及误差		
		拟合频段	灵敏度	误差
2g 天线	8.41×10^{-12}	DC-1.1GHz	7.57×10^{-12}	10%
		DC-2GHz	1.01×10^{-11}	20%
6g-X 天线	9.35×10^{-13}	DC-2.2GHz	9.22×10^{-13}	1%
		DC-6GHz	1.03×10^{-12}	10%

从得到的天线灵敏度数值及误差看,在低频频段,天线的灵敏度误差较小,在高频段误差偏大。转折频率点由低频灵敏度偏差10%位置确定。通过拟合,可以看出天线灵敏度误差均包络在表1的误差范围内,与理论预期相符。

3 试验测试

3.1 样机加工

在完成设计及仿真工作后,加工了样机进行实物测试。天线样机实物图如图9所示。

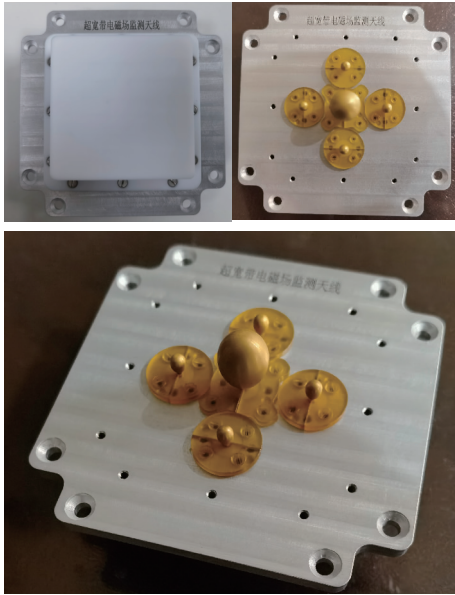


图9 天线样机实物图

Fig. 9 Pictures of the prototype antenna

3.2 天线校准

天线校准工作在清华大学强电磁环境与效应实验室开展。

测试所用的仪器设备如下:

1) GTEM小室(Frankonia GTEM Cell-500, 0.01 MHz~20 GHz):用于产生一个准平面波电磁场;

2) 矢量网络分析仪(R&S VNL, 9 kHz~13.6 GHz):用于测量、记录单/双端口系统的散射参数;

3) 同轴高频电缆(DC~18 GHz, 10 m):用于传输射频信号。

天线校准方法采用IEEE 1309—2013中的方法^[17],得到的频响测试结果如图10所示。

图10中,2g-Fit是对2g天线测量结果进行线

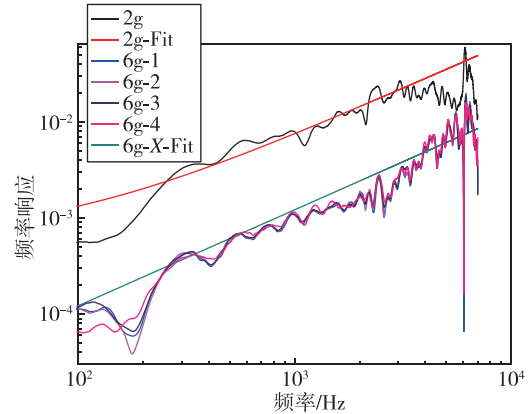


图10 校准得到的天线频响

Fig. 10 Frequency response of the antennas obtained in calibration

性拟合后的结果,在100 MHz~3.33 GHz范围内,2g天线基本能够满足线性要求,频带范围满足要求。6g-X(X=1~4)这4个天线的测试结果对比表明,其加工一致性较好,在同一测试环境下得到的测量结果一致。6g-X-Fit是对6g-X(X=1~4)的测量结果进行线性拟合后的结果。可以看出,在1.6 GHz~6.08 GHz范围内,4个天线满足线性要求,频带满足设计指标。

从图10中分别分段拟合得到天线的灵敏度,将得到的数值及与设计值相比的误差列于表4中。

表4 测量得到的天线灵敏度及误差

Tab. 4 Measured response and relative error of the antennas

天线名称	灵敏度设计值	拟合频段	灵敏度测量值	相对误差
2g	8.41×10^{-12}	DC-1.1GHz	8.885×10^{-12}	5%
		DC-2GHz	7.27×10^{-12}	14%
6g-X	9.35×10^{-13}	DC-2.2GHz	0.882×10^{-12}	5%
		DC-6GHz	1.22×10^{-12}	30%

从表3和表4的天线灵敏度对比结果中可以看出,本文设计的接收天线在性能上与理论数值存在一定差异。在实际使用过程中,可以通过规定误差范围对结果的准确性进行限定;也可以通过实测数据对天线性能进行修正,从而得到真实的测量结果。

3.3 电磁环境测试

为验证监测天线的测量效果,对实验室内的电磁环境进行了测试。为增大天线响应,在天线后端接入一个40 dB增益的宽带低噪声放大器,型号为SHWLNA-40S,频率范围为0.5 GHz~

6 GHz, 平坦度不大于 ± 1.5 dB。接收设备采用安捷伦矢量信号分析仪 N9030A 的频谱仪功能。测试现场场景如图 11 所示。

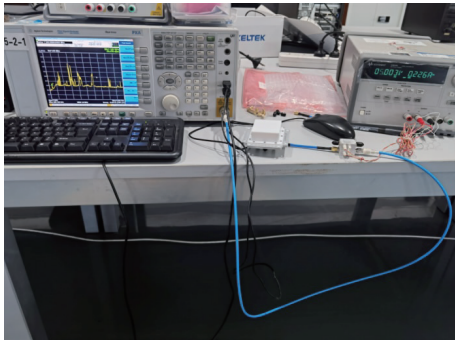


图 11 天线测试现场

Fig. 11 Antenna test scene

结合式 (3) 的关系式及校准得到的灵敏度测量值, 恢复得到的天线测量入射场情况如图 12 所示。从图 12 中可以看出, 两天线在峰值位置符合较好, 测得峰值及对应的频率范围基本一致。此外, 6g 天线的基线显著高于 2g 天线的基线数值。在低频范围差别约为 20 dB, 与两种天线的灵敏度数值之间的差别一致。可以判断基线的差别是天线灵敏度不同, 而后端接入的放大器对噪声的放大相同所致。因此也表明为了 6g 天线在低频范围内能够获取更高的灵敏度, 须要在 6g 天线后端接入噪声系数更低的低噪声放大器。

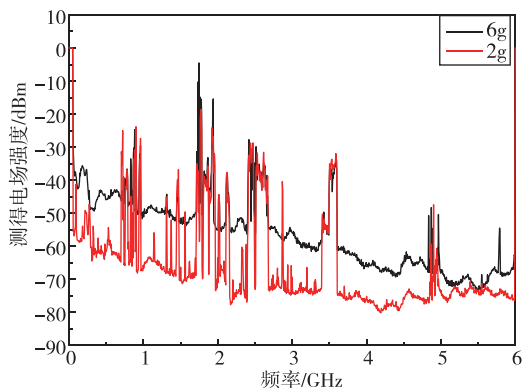


图 12 天线测试结果

Fig. 12 Test result of the antenna

另外, 从测得峰值位置来看, 常用的无线通信信号均已有效测得。由于测得信号较大, 不能从测得的峰值来看出天线能否适应设计小信号的测量。但从噪声水平来看, 现有 6g 天线噪声水平可以达到 -73.48 dBm, 对应场强为 0.15 mV/m;

2g 天线噪声水平可以达到 -80.07 dBm, 对应场强为 0.148 mV/m。为达到 1 mV/m 的测量水平, 两款天线均能达到要求。

经环境试验测试验证, 天线符合设计要求。

4 结论

为了满足箭上电磁环境获取需求, 本文研制了一款超宽带电磁监测天线。从理论上设计分析了天线基础性能, 为了保证频带宽度和灵敏度, 采用了两种尺寸的天线并行放置的方案。在此基础上, 对多天线临近放置的情况进行了理论分析。从仿真和校准试验的角度对理论结果进行了验证。从样机的实际环境测试结果来看, 天线性能与设计符合性较好。在后续的工作中, 可以放置在舱内进行搭载飞行, 为舱内电磁环境的获取提供保障和支持。

参考文献

- [1] 贾龙. 高空高速飞行环境对固体火箭发动机尾焰电磁衰减的影响[J]. 信息通信, 2020, 33(1): 69-72.
- [2] 刘智惟, 夏国江, 邓永福, 等. 等离子鞘套热力学波动对电磁波传播的影响[J]. 宇航学报, 2019, 40(6): 711-718.
- [3] 陈春梅. 电磁波在等离子体中衰减传输的研究[D]. 兰州: 西北师范大学, 2018.
- [4] 毛明阳. 再入飞行器等离子体鞘套中大赫兹通信载波的衰减特性[D]. 南昌: 南昌大学, 2020.
- [5] 谢楷, 李小平, 杨敏, 等. L/S 频段电磁波在等离子体中衰减实验研究[J]. 宇航学报, 2013, 34(8): 1166-1171.
- [6] 陈俊霖, 徐浩军, 魏小龙. 高/低气压氩气感应耦合等离子体电磁波衰减效果建模研究及实验验证[J]. 真空科学与技术学报, 2017, 37(3): 290-297.
- [7] 彭越, 牟宇, 宋敬群. 中国下一代运载火箭电气系统技术发展研究[J]. 宇航总体技术, 2020, 4(2): 13-24.
- [8] 王国辉, 张金刚, 耿胜男, 等. 运载火箭新一代测量系统发展设想与关键技术分析[J]. 宇航总体技术, 2020, 4(1): 1-7.
- [9] 王刚, 樊忠泽, 刘岳国, 等. 关于我国智慧火箭技术的发展与思考[J]. 国际太空, 2021(5): 20-25.
- [10] Zhang K, Jiang Z H, Zhou W L, et al. A compact, band-notched ultra-wideband fully-recessed antenna with pattern diversity for V2X communications[J]. IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, 2022(3): 1302-1312.
- [11] 伍书凝, 林福民, 李红涛, 等. 车载鲨鱼鳍式超宽带

- 多功能天线的研制[J]. 电讯技术, 2022, 62(10): 1519-1525.
- [12] 郁剑,郝哲轩.一种新型超宽带天线的设计[J].无线电工程,2022,52(5):859-863.
- [13] Shome P P, Khan T, Kanaujia B K, et al. Unidirectional miniaturized ultrawideband antenna for sensing buried objects in handheld ground-penetrating radar systems: a design approach[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2022(11): 2-12.
- [14] 贾文枫,张洋,林君.一款应用于探地雷达的超宽带天线研究与设计[C].2021年中国地球科学联合学术年会论文集(八)—专题二十二计算地球物理方法和应用、专题二十三全域地球物理探测与智能感知技术、专题二十四浅地表地球物理进展,2021:80-83.
- [15] 杨超.高功率电磁场测试技术及应用[D].北京:清华大学,2016.
- [16] Baum C E. SSN 72: an equivalent-charge method for defining geometries of dipole antennas[R]. Air Force Weapons Laboratory,1969.
- [17] 中国人民解放军总装备部.军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求与测量 GJB 151B-2013 [S].北京:总装备部军标初版发行部,2013:10.
- [18] IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antennas, from 9 kHz to 40 GHz[S].Institute of Electrical and Electronics Engineers,IEEE Std 1309™—2013,2013.

引用格式:姜云升,刘丹阳,王洋,等.箭上电磁环境检测接收天线研究[J].宇航总体技术,2023,7(3):19-26.

Citation: Jiang Y S, Liu D Y, Wang Y, et al. Receiving antenna research for electromagnetic environment detection on launch vehicles [J]. Astronautical Systems Engineering Technology, 2023,7(3):19-26.