

# 基于平板波导的双频双极化 CTS 阵列天线设计研究

田思宇, 雷 雪, 李天鹏, 赵明洋, 王克鑫, 高 峻  
(信息工程大学 郑州 450001)

**摘要:** 针对卫星通信天线轻量化和辐射孔径复用等需求, 对双频段双极化连续切向节 (Continuous Transverse Stub, CTS) 阵列天线进行研究。天线采用正交共口径设计, 结合标准波导接口的带通滤波器和独立功分馈电网络实现了高极化隔离度特性; 通过对枝节辐射能力控制和天线阵列设计, 达到了兼顾增益特性的同时降低旁瓣电平的目的。仿真结果显示: 天线分别在 18.5~21.2 GHz 和 27.5~31 GHz 两个频段内回波损耗小于 -10 dB, 旁瓣电平均小于 -12 dB, 端口隔离度优于 80 dB, 增益分别为 24~27 dBi 和 25~27 dBi, 结构简单, 易于加工, 剖面高度低, 易于运输和共形安装。

**关键词:** 连续切向节阵列; 并馈功分网络; 串馈辐射枝节; 双极化; 双频段

中图分类号: TN828.5; V443+.4 文献标志码: A 文章编号: 2095-1000(2023)02-0112-11

DOI: 10.12347/j.ycyk.20220830001

引用格式: 田思宇, 雷雪, 李天鹏, 等. 基于平板波导的双频双极化 CTS 阵列天线设计研究[J]. 遥测遥控, 2023, 44(2): 112-122.

## Design of dual-frequency and dual-polarization CTS array antenna based on parallel plate waveguide

TIAN Siyu, LEI Xue, LI Tianpeng, ZHAO Mingyang, WANG Kexin, GAO Jun  
(Information Engineering University, Zhengzhou, China)

**Abstract:** In this paper, the continuous polarization continuous tangent stub (CTS) array technology is studied to meet the requirements of satellite communication antenna lightness and radiation aperture reuse. The antenna is designed by orthogonal common aperture, combined with standard waveguide interface bandpass filter and independent power distribution feed network to achieve high polarization isolation. Through the radiation capability of the branches and the array design, the gain characteristic is good and the sidelobe level is reduced. The simulation results show that the return loss of the antenna is less than -10 dB in 18.5~21.2 GHz and 27.5~31 GHz respectively, the average side lobe is less than -12 dB, the port isolation is better than 80 dB, and the gain is 24~27 dBi and 25~27 dBi respectively. The structure is simple, easy to process, low profile height, easy to transport and conformal installation.

**Keywords:** CTS; Parallel feed network; Series radiant branches; Dual polarization; Dual frequency band

**Citation:** TIAN Siyu, LEI Xue, LI Tianpeng, et al. Design of dual-frequency and dual-polarization CTS array antenna based on parallel plate waveguide[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2023, 44(2): 112-122.

## 引 言

CTS 天线由美国 Hughes 公司于 20 世纪 90 年代提出<sup>[1,2]</sup>, 并引起广泛关注, 可实现诸如双极化、双波束、电控波束扫描等功能, 被广泛用于雷达和通信系统<sup>[3,4]</sup>。常见的 CTS 天线包括平行板波导 CTS 天线、同轴波导 CTS 天线以及共面波导 CTS 天线等。随着社会的进步和服务的多样化, 人们不仅对通信系统的容量和质量寄予了更高的期

待<sup>[5]</sup>, 也对天线小型化、轻量化提出了更高的要求, 特别在灾害救援、地质勘探等急难作业时, 拥有简便可靠持续的卫星通信能力, 可大大提高通信效率, 减少不必要的人员伤亡。同时, 在军事应用中, 一款便携式单兵卫星通信设备也能大大提高在高山海岛、边疆深林等场景下的作战能力。近几年, 以马斯克的星链系统为代表的天基物联网的兴起, 将 Ka 频段卫星通信的应用研究推向了新的高度, 也对作为信号射频前端的天线系

统提出了更高的要求。

天线的共口径双极化可在提高阵面利用率的同时实现极化复用<sup>[9]</sup>，双向通信时亦可实现收发同工<sup>[7-16]</sup>。实现CTS天线正交双极化的方式主要分为两种：一种是在辐射体相同的情况下，在馈源部分产生正交信号，如文献[17]中所述；另一种实现正交双极化的方式是在结构上使输出端口正交排布，其馈电网络相互独立，如文献[18]中采用双极化多端口馈电网络，但其为了使标准波导端口过渡到平行板波导而引入了多级阶梯结构，使得馈电网络整体尺寸大于辐射体尺寸，难以进行多单元组阵。除此之外，由于阶梯的存在，阶梯附近不可避免地会产生高次模，使方向图产生畸变<sup>[9]</sup>。

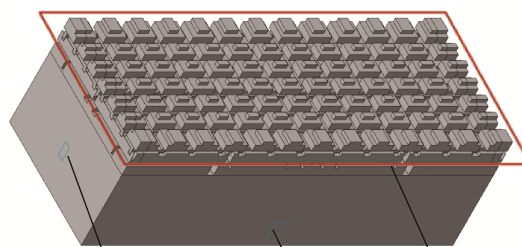
本文采用辐射体正交的方式实现阵面共用的目的，通过对各辐射端口辐射能力设计，使旁瓣电平从-6 dB下降至-12 dB，达到了降低副瓣的效果；引入阻抗匹配槽使各级平行板波导与输出端口之间获得良好的阻抗匹配，相较于通过增加阶梯调节阻抗匹配的方法，匹配凹槽能使天线回波损耗更小、剖面尺寸更低，结构更简单，降低了加工复杂度；设计了标准尺寸的带通滤波器，结合独立馈电网络使CTS天线接收/发射频段隔离度分别优于100 dB和50 dB。

## 1 天线整体结构

天线整体仿真结构图如图1所示，天线整体尺寸为170.4 mm×70 mm×64 mm，共分为2个部分：双频双极化CTS天线辐射体和高/低频共面馈电网络。其中，双频双极化CTS天线辐射体由正交放置的Ka发射频段CTS天线阵列和Ka接收频段CTS天线阵列组合而成；高/低频共面馈电网络中，在接收频段端口处加入带通滤波器，从而使馈电网络在支持阵面收发同工的同时，兼具高隔离度的特性，减少在实际工作中信号源之间的串扰。

### 1.1 双频双极化CTS天线辐射体设计

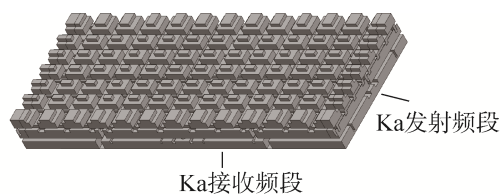
图2为天线辐射体结构示意图，采用两幅天线正交放置实现其口径设计。其中发射频段为一分六镜像对称串馈CTS阵列，接收频段为十二元串并结合组阵的CTS阵列。CTS阵列通过设置不同匹配凹槽可实现输入与输出端口间良好的阻抗匹配；两层高度相同但宽度不一的台阶型输出端口使输入能量能够按照特定的辐射能力实现能量的等幅输出，达到减少回波损耗和降低旁边电平的目的；镜像对称组阵可抵消串馈天线的频扫特性，使方向图始终指向法向并兼顾低剖面的优势。



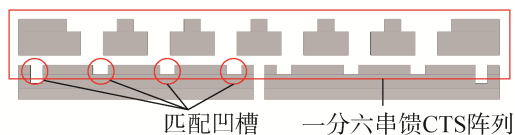
BJ320标准波导端口 BJ220标准波导端口 双频双极化  
(发射频段端口) (接收频段端口) 共面辐射体  
图1 Ka双频段双线极化CTS天线结构图

Fig. 1 Structure of Ka dual band and dual wire polarization CTS antenna

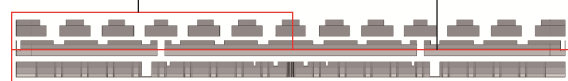
目的；镜像对称组阵可抵消串馈天线的频扫特性，使方向图始终指向法向并兼顾低剖面的优势。



(a) 天线辐射体整体结构  
(a) Overall structure of the antenna radiator



(b) 发射频段天线辐射体剖面图  
(b) Profile of antenna radiators in transmit band  
一分六串馈CTS阵列



(c) 接收频段天线辐射体剖面图  
(c) Profile of antenna radiators in the receiving band  
一分二并馈功分网络

图2 双极化串馈CTS天线辐射体示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the radiator of dual-polarization serial-feed CTS antenna

#### 1.1.1 Ka发射单元及阵列设计

为使带宽展宽并改善端口与空气之间的阻抗匹配，辐射枝节选取两级台阶结构，平板波导下方设置匹配凹槽增强平板波导与辐射枝节间的匹配能力。图3示出了Ka发射频段CTS天线辐射单元剖面结构， $p_r$ 为阵元间距， $h_1$ 、 $h_2$ 和 $h_3$ 分别为阶梯高度和匹配凹槽高度， $b_1$ 、 $b_2$ 和 $w$ 分别为阶梯开口和凹槽宽度。

由阵列理论可知，阵元间距决定了是否会出现栅瓣，而辐射能量分布则影响了旁瓣电平的高

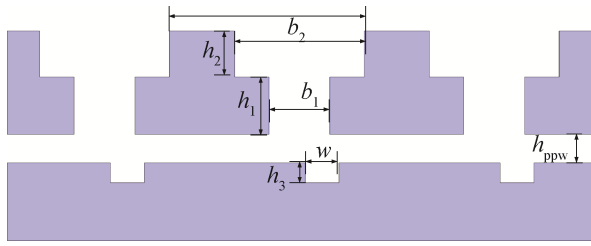


图 3 Ka发射频段CTS天线辐射体剖面图  
Fig. 3 Profile of radiator of CTS antenna in Ka transmission band

低。对于一般均匀直线阵来说, 阵元间距 $p_r$ 应满足 $p_r \leq \lambda_{\min}/(1 + |\sin \theta|)$ , ( $\lambda_{\min}$ 为最高频率对应的波长,  $\theta$ 为波束的指向角度), 故在该阵列中 $p_r$ 取 9.67 mm, 其余参数如表 1 所示。

表 1 Ka发射频段串馈CTS辐射单元尺寸  
Table 1 Dimensions of series-fed CTS radiation units in Ka transmit frequency band

参数名称	数值(mm)	参数名称	数值(mm)
$p_r$	9.67	$b_1$	3.25
$h_1$	3.42	$b_2$	7.33
$h_2$	1.84	w	3.12
$h_3$	1.7	$h_{ppw}$	1.5

由于其行波天线的性质, 能量在电波传播过程中逐渐减小, 能量变化情况如图 4 所示; 对于发射频段, 由于其为一分六镜像对称串馈CTS阵列, 对应方向图中的现象为锥削分布, 有利于实现低旁瓣的效果, 仿真结果如图 5 所示, 其回波损耗低于 -20 dB, 旁瓣电平为 -17 dB, 能量传输及低旁瓣效果良好。

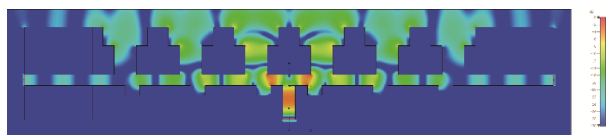


图 4 枝节辐射能力相同时电场能量图  
Fig. 4 Electric field energy diagram of branches with the same radiation capacity

### 1.1.2 Ka接收单元及阵列设计

而对于接收频段, 为了拓展其可用带宽, 将一分六镜像对称串馈CTS阵列经过并馈功分网络级联后合成为新天线阵, 此时两阵元间距过长, 两侧阵列方向图锥削分布造成整体方向图旁瓣明

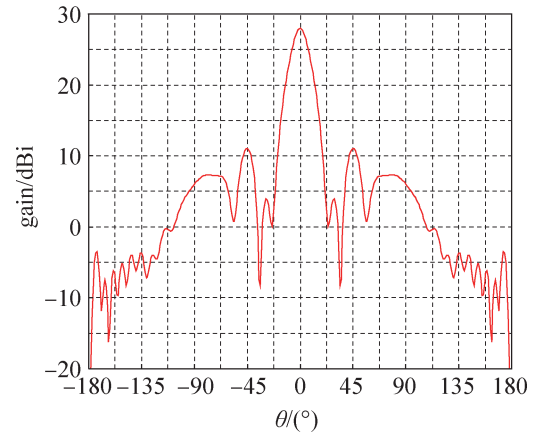
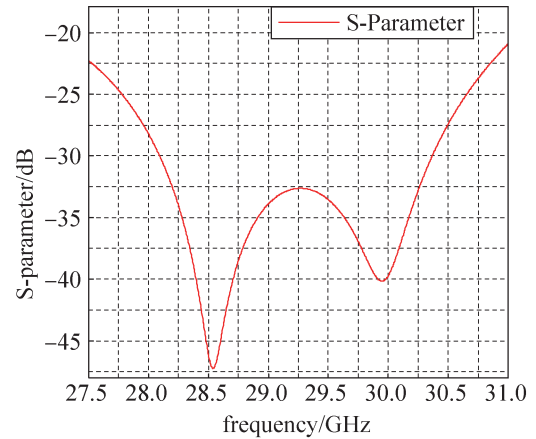


图 5 Ka发射频段CTS阵列S参数及30 GHz yoz面方向图

Fig. 5 S parameters of CTS array in Ka transmission band and 30 GHz yoz plane pattern

显升高, 如图 6 所示, 新组阵后的旁瓣电平仅有 -5 dBi。

为兼顾天线增益与旁瓣电平, 通过对 CTS 枝

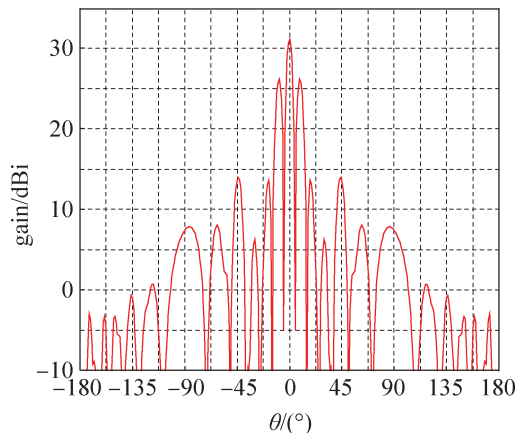


图 6 Ka接收频段CTS阵列18.5 GHz yoz面方向图  
Fig. 6 Direction diagram of 18.5 GHz yoz plane of CTS array in Ka receiving frequency band

节辐射能力进行控制,使各输出端口能量一致,达到等幅同相输出的目的。以一分六镜像对称串馈CTS单边阵列为例,如图7所示,设输出端口1对应的辐射能力为 $a_1$ ,输出端口2对应的辐射能力为 $a_2$ ,输出端口3对应的辐射能力为 $a_3$ ,为方便表示各端口辐射能力的关系,输入总能量归一化为1,则 $w_1$ 端口辐射能量为 $a_1$ , $w_2$ 端口辐射能量为 $(1-a_1)a_2$ , $w_3$ 端口辐射能量为 $(1-a_1)(1-a_2)a_3$ 。综合枝节宽度和阵元间距因素,辐射能力确定为45%。为实现辐射枝节等幅输出,需满足: $a_1=(1-a_1) \times a_2=(1-a_1) \times (1-a_2)a_3$ ,求得 $a_1=0.236$ , $a_2=0.31$ 。枝节宽度的变化可直接带来S参数的变化,而辐射能力 $a$ 与S参数的关系可由下式确定:

$$a = 1 - \sqrt[3]{\frac{2 \times S_{21}}{1 - S_{11}}} \quad (1)$$

经过仿真优化,辐射枝节具体数值如表2所示。

图8为一分二并馈CTS功分器参数图,采用多调谐凹槽的方式增强端口间的阻抗匹配特性,经过仿真计算,确定各结构尺寸: $w_1=1.73$  mm, $w_2=0.95$  mm, $w_3=1.33$  mm, $w_4=2.94$  mm, $h_1=1.16$  mm, $h_2=0.67$  mm, $h_3=0.75$  mm, $h_4=3.39$  mm。S参数和相位关系如图9所示,可以看出:在18.5~21.2 GHz频

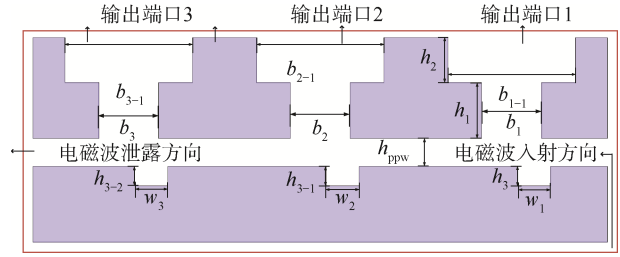


图7 Ka接收频段CTS辐射体剖面图

Fig. 7 Profile of CTS radiator in Ka receiving band

表2 Ka接收频段串馈CTS辐射单元尺寸

Table 2 Dimensions of series-fed CTS radiation units in Ka receiving band

参数名称	数值(mm)	参数名称	数值(mm)
$p_r$	14.2	$w_3$	3.67
$h_1$	3.42	$b_1$	3.64
$h_2$	1.84	$b_2$	3.96
$h_3$	1.325	$b_3$	4.5
$h_{3-1}$	1.35	$b_{1-1}$	10.5
$h_{3-2}$	1.34	$b_{2-1}$	9.83
$w_1$	2.97	$b_{3-1}$	5.59
$w_2$	3.26	$h_{ppw}$	1.5

带内回波损耗小于-20 dB,且端口输出信号相位一致。

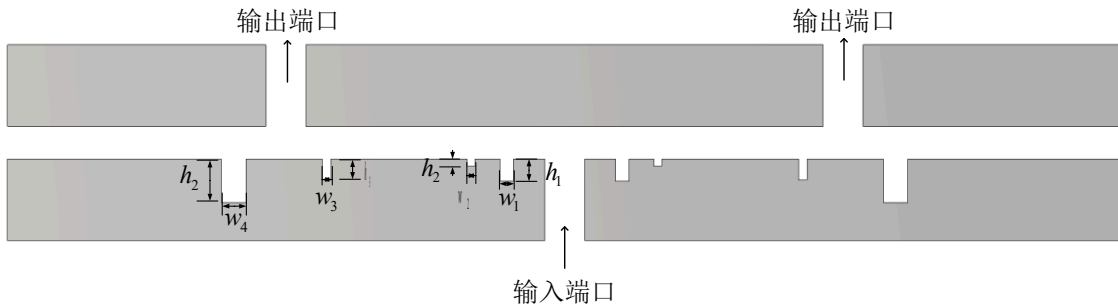


图8 一分二并馈CTS功分器

Fig. 8 One-two parallel feed CTS power divider

将设计好的一分二并馈CTS功分器与一分六镜像对称串馈CTS阵列组合,得到接收频段串并结合组阵的CTS阵列,如图10所示。该天线总共包含12个切向节阵元,S参数结果在图11中给出,在18.5~21.2 GHz内其回波损耗小于-10 dB。

### 1.2 馈电网络设计

馈电网络负责将输入端口的能量分配,经功分网络为辐射体提供激励。馈电网络整体结构图如图12所示。由于本文目的为设计一款在Ka频段

下可双工的共面双频双极化CTS天线,这就要求在设计馈电网络共面工作的同时,也要兼具高隔离度的特性,从而降低在收发频段同时工作时可能带来的串扰问题,故馈电网络整体由两个工作在不同频带的并馈传输单元和一个接收频段带通滤波器组成。

#### 1.2.1 波导带通滤波器设计

带通滤波器通过抑制选定频带外的近端信号,从而实现频带选择功能。如图13所示,采用切比

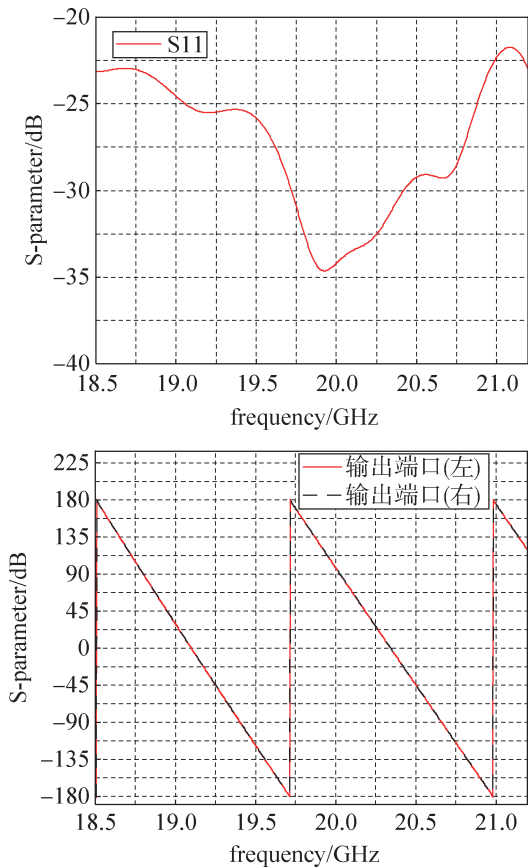


图 9 一分二并馈 CTS 功分器 S 参数和相位关系  
Fig. 9 S parameter and phase relation of a one-two parallel feed CTS power splitter

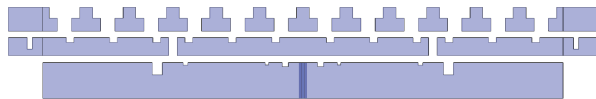


图 10 串并结合组阵的 Ka 接收频段 CTS 阵列  
Fig. 10 Ka receiving band CTS array of serial feed and parallel feed combination array

雪夫型滤波器, 使其满足等波纹响应的特性。通过加入电感膜片的方法实现具有目标频响曲线的 LC 电路<sup>[20]</sup>。

其等效电路图如图 14 所示, 即带通滤波器中的每一个谐振腔均可视为一个谐振电路, 加入变阻器 Z 后, 形成图中结构。

图 14 中, Z 为变阻器, 可由以下公式得到:

$$\frac{Z_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi W_\lambda}{2g_0 g_1 w_1}} \quad (2)$$

$$\frac{Z_{j,j+1}}{Z_0} \Big|_{j=1 \sim n-1} = \frac{\pi W_\lambda}{2w'_1} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (3)$$

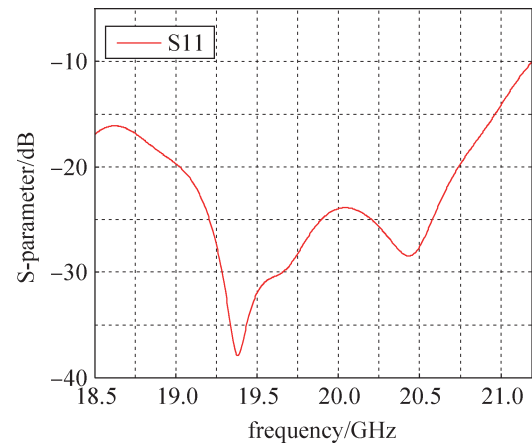


图 11 串并结合组阵的 Ka 接收频段 CTS 阵列 S 参数  
Fig. 11 S parameters of Ka receiving band CTS array of serial feed and parallel feed combination array

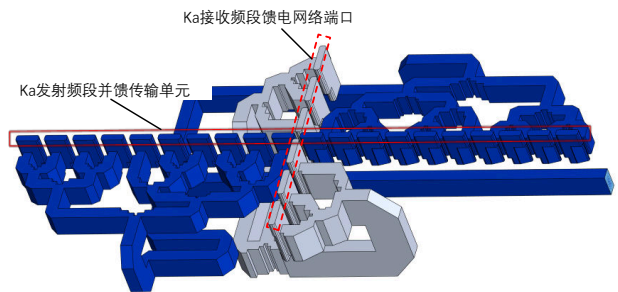


图 12 Ka 发射/接收高隔离度双频馈电网络结构图  
Fig. 12 Ka transmission/receiving high isolation dual-frequency feed network structure



图 13 接收频段带通滤波器结构示意图  
Fig. 13 Schematic diagram of band-pass filter structure in receiving band

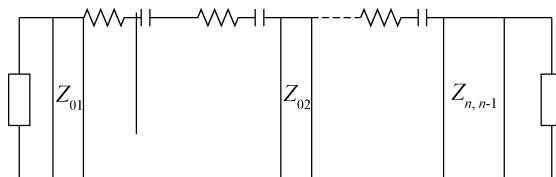


图 14 带通波导滤波器等效电路图  
Fig. 14 Equivalent circuit diagram of bandpass waveguide filter

$$\frac{Z_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi W_2}{2g_n g_{n,n+1} w_1}} \quad (4)$$

其中,  $g$  为以滤波器接收频段为原型的归一化电导,  $W$  为带通滤波器相对带宽,  $Z$  为变阻器阻抗。图 14 所示模型是在矩形波导腔中加入电感膜片得到的, 其中膜片等效为变阻器, 在谐振腔中实现 LC 谐振。由于该组件位于馈电网络最前端, 且为了符合工程尺寸标准, 考虑到 Ka 接收频段位于 17.7~21.2 GHz, 选取 BJJ20 标准波导端口, 查表可知, 其宽度为 10.67 mm, 高度为 4.318 mm。

采用 CST 软件仿真设计, 仿真结果如图 15 所示, 由图可知, 其通带范围在 17.7~21.2 GHz, 通带内的插入损耗小于 0.2 dB, 回波损耗小于 -20 dB。带外频带抑制度小于 -50 dB 以上。

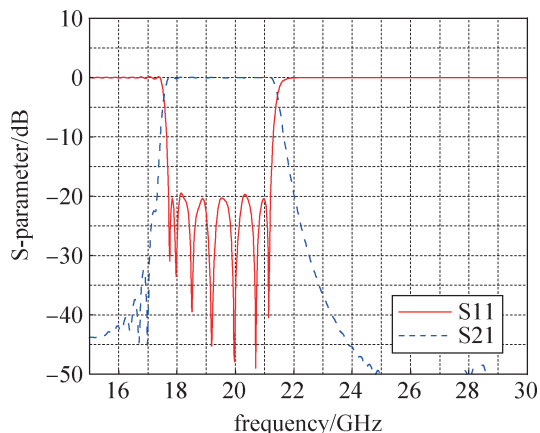


图 15 带通波导滤波器仿真结果

Fig. 15 Simulation results of bandpass waveguide filter

### 1.2.2 馈电传输单元设计

馈电传输单元采用并馈式波导功分器, 将输入信号经过各输出端口传输至辐射体完成馈电功能。如图 13 中并馈传输单元的空气腔模型所示, 为实现共面同相馈电, 整体按照等电长度的原则进行设计, 使经过功分器各个端口传输的信号等幅同相传输。

以接收频段传输单元设计为例 (发射频段同理), 为使经过馈电网络向辐射体传输的信号在平板波导中形成 TEM 波, 综合体积限制和结构正交等限制因素, 选取一分六并馈功分结构设计传输单元, 对于单输入端口网络, 若采用等功分设计则输出端口数量只能为  $2^n$  个, 故此处加入不等功分设计, 保证最终各输出端口信号等幅同相传播。

图 16 为接收频段并馈传输单元的俯视透视图, 其中  $p$  为一分二不等功分中心与输入端口偏移的距

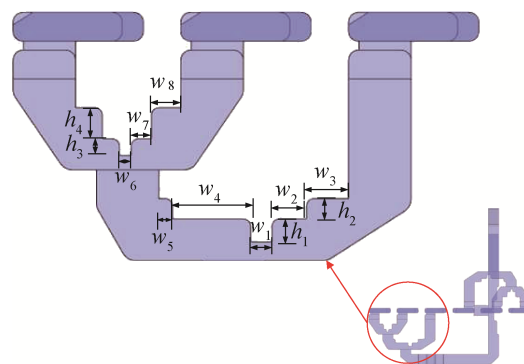


图 16 双频共面并馈传输单元结构图

Fig.16 Structure diagram of dual-frequency coplanar parallel feed transmission unit

离,  $w$  和  $h$  分别是用于改善阻抗匹配状态的台阶参数, 而从减少回波损耗和实际工程加工角度考虑, 拐角部分采用圆角平缓过渡, 圆角半径由微波仿真软件计算得出, 具体参数如表 3 所示。

表 3 Ka 接收频段串馈 CTS 辐射单元尺寸

Table 3 Dimensions of series-fed CTS radiation units in Ka receiving band

参数名称	数值(mm)	参数名称	数值(mm)
$p$	2.3	$w_3$	2.9
$h_1$	1.6	$w_4$	5.4
$h_2$	1.42	$w_5$	0.9
$h_3$	1.16	$w_6$	0.8
$h_4$	2.16	$w_7$	1.4
$w_1$	1.48	$w_8$	2.09
$w_2$	2.4		

图 17 分别给出了接收频段传输单元的回波损耗曲线和各端口相位关系曲线, 由图可知, 在 17.7~21.2 GHz 频带范围内其回波损耗小于 -30 dB, 各端口幅相关系一致。

按照上述原理, 设计发射频段一分二十馈电传输单元, 其回波损耗曲线和各端口相位关系曲线于图 18 中示出, 如图可知, 在 27.5~31 GHz 频带范围内其回波损耗小于 -30 dB, 各端口幅相关系一致, 馈电传输单元总体性能良好。

将 Ka 接收频段带通滤波器与馈电传输单元组合, 组成高隔离度的双频馈电网络, 组合后的整体馈电网络中, Ka 发射频段馈电结构参数不变,

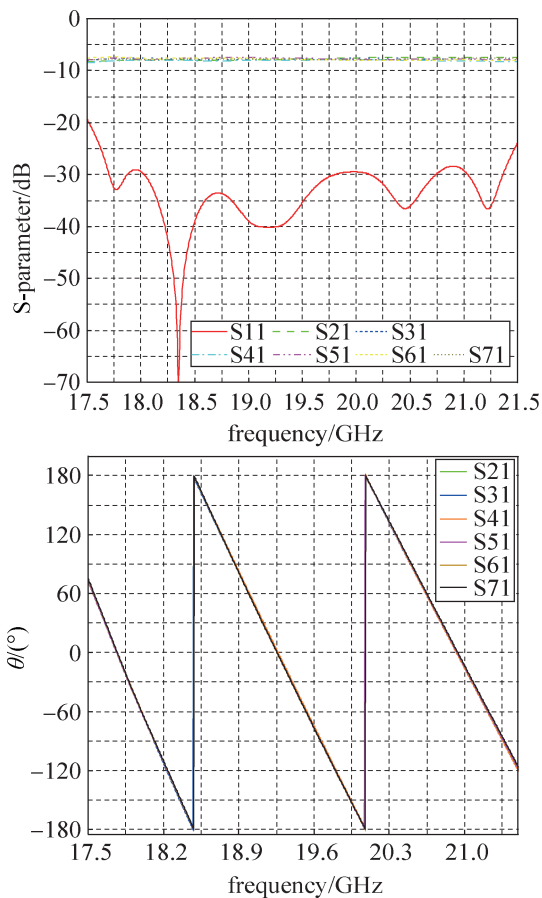


图 17 接收频段传输单元回波损耗曲线和相位关系曲线

Fig.17 Return loss curve and phase relation curve of transmission unit in receiving frequency band

Ka接收频段并馈传输结构由于与带通滤波器级联, 引入了滤波功能特性, 其S参数结果如图19所示。

### 2 天线仿真结果

图20给出了天线整体在Ka接收和发射两个频

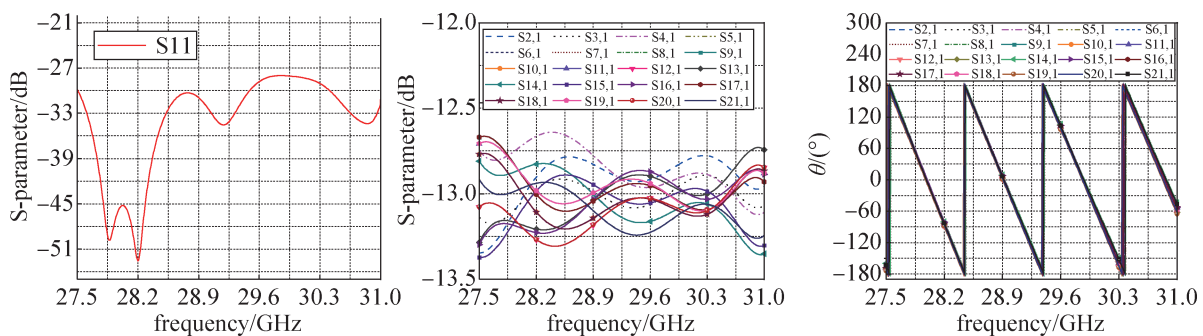


图 18 发射频段传输单元S参数曲线和相位关系曲线

Fig.18 S parameter curve and phase relation curve of transmission unit in transmit frequency band

段内的S参数和隔离度曲线, 在18.5~21 GHz和27.5~31 GHz频带范围内, 回波损耗小于-10 dB, 整体天线隔离度均优于55 dB。

图21分别给出了接收和发射频段天线的方向图仿真结果, 从图中可知, 在18.5~21 GHz和27.5~31 GHz频带范围内, 其旁瓣电平始终在-12 dB以下。在18.5~21 GHz频带范围内, 其增益在25.8~27.7 dBi之间, 辐射口径面积为170.4 mm×69.6 mm, 可计算出其口径效率在55%至80%; 在27.5~31 GHz频带范围内, 辐射口径面积为170.4 mm×58.6 mm, 其增益在27.4~28.4 dBi之间, 可计算出其口径效率在45%至67%。

### 3 测试结果与误差分析

Ka接收频段CTS天线实物如图23所示。天线由铝制材料加工而成, 在表面经过导电氧化处理减少后续可能因表面氧化带来的性能损失。由于该天线工作在Ka频段, 其波长较短, 各结构尺寸在加工时对精度要求较高, 因此在绘制图纸时确定采取逐层分割、单独加工、统一组装的方式实现天线加工生产, 组合后的天线成品尺寸为175 mm(长)×75 mm(宽)×68.5 mm(高), 相较于仿真模型尺寸体积略有增加, 其原因是为了预留孔位, 在边缘增厚了5 mm左右。用于测量回波损耗的设备是安捷伦公司生产的矢量网络分析仪, 结果如图24所示。

由图可知, 实测结果与仿真结果基本吻合, 其中回波损耗在-10 dB以下的相对带宽为13.6%, 增益均在25.5 dBi以上, 口径效率在70%以上。实测结果与仿真结果误差来源为: ① 本文设计的CTS天线为四周开放的平行板波导结构, 而受制于加工工艺与填充介质, 选用四周封闭的波导结

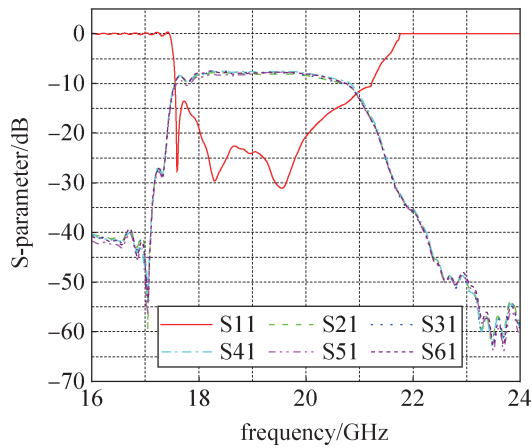


图 19 Ka接收频段串馈网络回波损耗曲线  
Fig.19 Return loss curve of serial feed network in Ka receiving frequency band

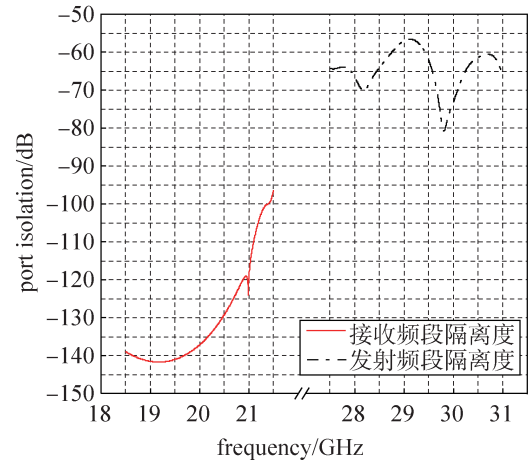
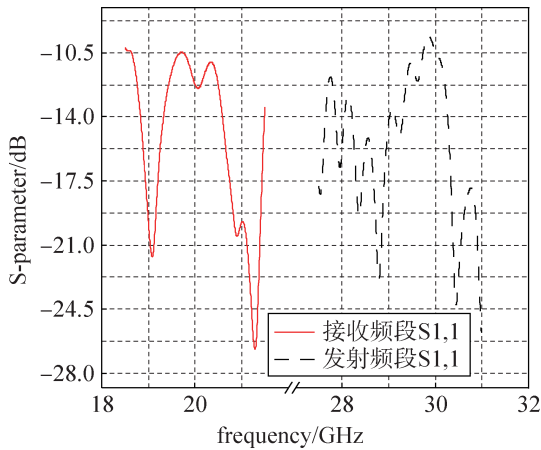


图 20 Ka双频段双极化CTS天线S11和隔离度曲线

Fig.20 Ka dual-band dual-wire polarized CTS antenna S11 and isolation curve

构进行加工，波导类型的差异是造成回波损耗误差的最主要原因；② 由于天线体积小巧，螺丝固

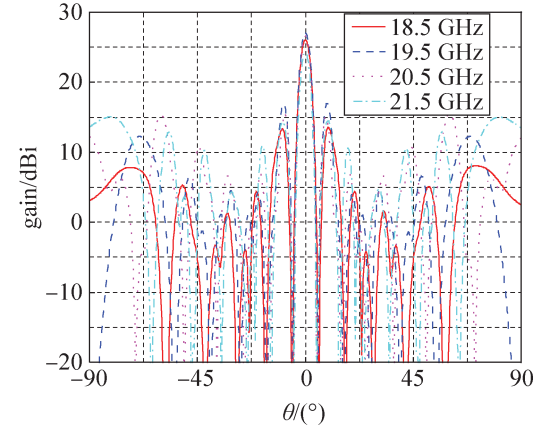
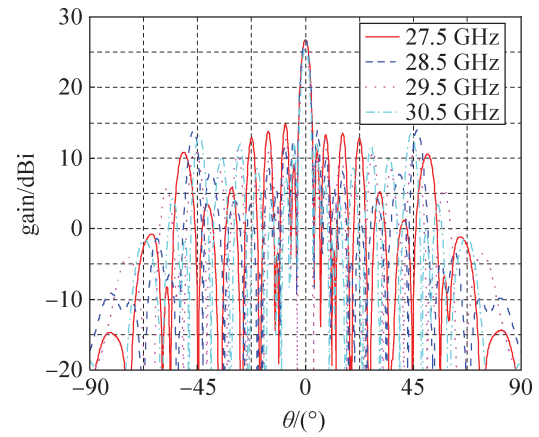


图 21 Ka双频段双极化CTS天线发射/接收频段方向图

Fig.21 Ka dual-band dual-wire polarization CTS antenna transmission/ receiving band pattern

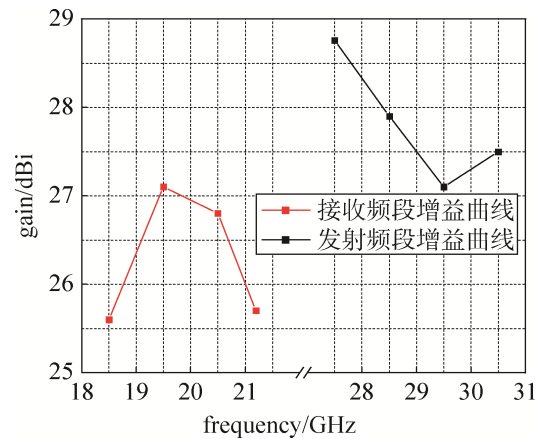
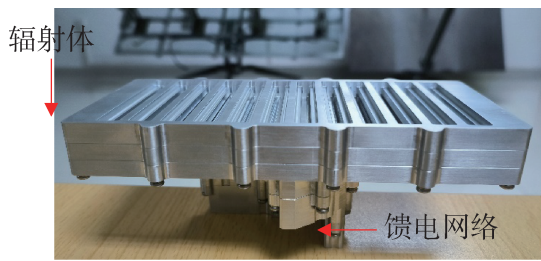


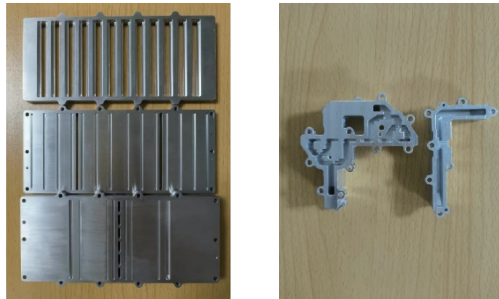
图 22 Ka双频段双极化CTS天线增益折线图  
Fig.22 Gain line pattern of Ka dual band and dual wire polarization CTS antenna

定的腔体处由于感应电流会影响腔体内阻抗匹配，造成回波损耗增大；③ 加工和安装导致的人为误差。





(a) 天线整体外观图  
(a) Overall appearance of the antenna



(b) 天线辐射体拆分图 (c) 馈电网络拆分图  
(b) Antenna radiator split diagram (c) Feed network split diagram

图 23 Ka 接收频段 CTS 天线加工实物图

Fig.23 Physical image of CTS antenna processed in Ka receiving frequency band

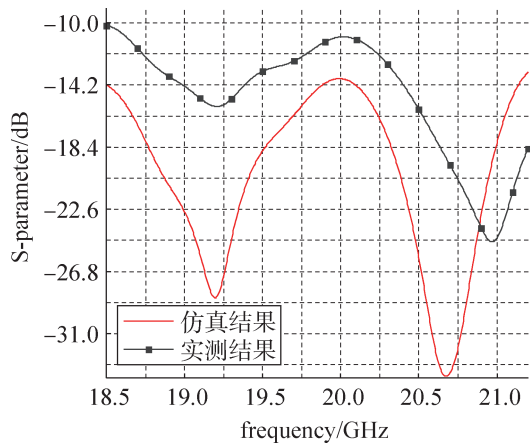


图 24 天线测试结果对比图

Fig.24 Comparison of antenna test results

选取 18.5 GHz、19.5 GHz、20.5 GHz 这三个频点测试方向图特性, 测试结果如图 25 所示。由远场归一化方向图可知, 实测结果与仿真结果基本一致, 主瓣增益相差 1 dB 以内, 旁瓣电平小于 -10 dBi, 基本满足使用要求。两者之间产生误差的原因有: 矩形波导腔与平行板波导腔之间的误差, 其结构中的细微差别等效到方向图中造成旁瓣电平的不同; 此外, 在加工、组装时产生的误

差也会对方向图结果造成影响。

综上, 加工的 Ka 接收频段 CTS 天线与设计指标吻合度较好, 证明了生产工艺与加工精度达到设计要求, 验证了设计方法的可行性。双频双极化 CTS 天线与该天线结构相近、材料相同, 可以预见在后续加工的双频双极化 CTS 天线中, 其性能依然能与仿真结果保持一致。

#### 4 结束语

本文采用高隔离独立交叉馈电、辐射口径复用与幅度控制相结合的方法, 设计了一款共口径正交双极化的双频 CTS 天线, 具有串馈天线的低剖面 and 并馈天线波束指向明确的优点。仿真结果显示, 天线分别在 18.5~21.2 GHz 和 27.5~31 GHz 两个频段内回波损耗小于 -10 dB, 旁瓣电平小于 -12 dB, 端口隔离度优于 80 dB, 增益分别为 25.8~27.7 dBi 和 27.4~28.4 dBi, 结构简单, 易于加工, 在战场隐蔽通信、载体共形安装等方面有着较大优势。加工测试了 Ka 接收频段 CTS 天线, 证实了该设计方法的可行性。

#### 参考文献

- [1] MILROY, WILLIAM W. Continuous transverse stub element devices and methods of making same: US5266961 [P]. 1993-11-30.
- [2] MILROY, WILLIAM W. Continuous transverse stub element devices for flat plate antenna arrays: US 5483248 [P]. 1996-01-09.
- [3] 印倩, 齐世山, 吴文, 等. 双波束低副瓣平板波导 CTS 阵列天线[J]. 微波学报, 2017, 33(S1): 71-74.  
YIN Qian, QI Shishan, WU Wen, et al. A dual beam low sidelobe CTS planar array antenna[J]. Journal of Microwaves, 2017, 33(S1): 71-74.
- [4] LU X, GU S, WANG X, et al. Beam-scanning continuous transverse stub antenna fed by a ridged waveguide slot array[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 1675-1678.
- [5] FREDERIC C, POZAR D M. Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1991, 39(12): 1770-1776.
- [6] WOELDER K, GRANHOLM J. Cross-polarization and sidelobe suppression in dual-linear polarization antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1997, 45(12): 1727-1740.

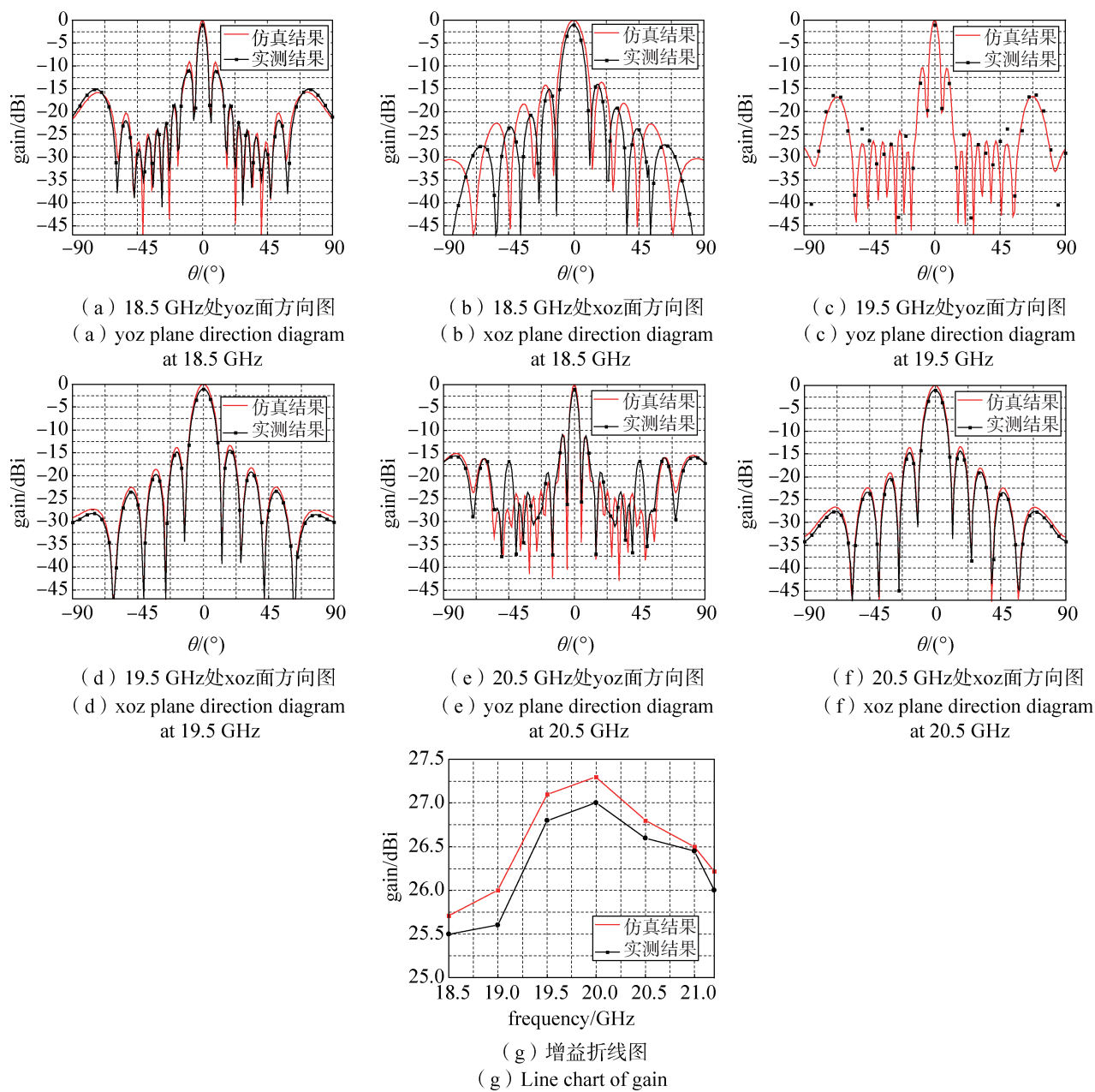


图25 方向图及增益仿真结果

Fig.25 Direction diagram and gain simulation results

[7] RENGARAJAN S R. Compound radiating slot in a broad wall of a rectangular waveguide[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1989, 37(9): 1116-1123.

[8] POKULS R, UHER J, POZAR D. M. Dual-frequency and dual-polarization microstrip antennas for SAR applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1998, 46(9): 1289-1296.

[9] SHAFAI L L, CHAMMA W A, BARAKAT M, et al. Dual-band dual-polarized perforated microstrip antennas for SAR applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2000, 48(1): 58-66.

[10] QU X, ZHONG S S, ZHANG Y M. Dual-band dual-polarised microstrip antenna array for SAR application [J]. Electronics Letters, 2006, 42(21): 1376-1377.

[11] WONG K L, SZC J Y. Dual-frequency slotted rectangular microstrip antenna[J]. Electronics Letters, 1998, 34 (14): 1368-1370.

[12] DAVIDSON S E, LONG S A, RICHARDS W F. Dual-band microstrip antenna with monolithic reactive loading [J]. Electronics Letters, 1985, 21(20): 936-937.

- [13] VALENZUELA-VALDES J F, GARCIA-FERNANDEZ M A, MARTINEZ-GONZALEZ A. M, et al. The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading environments[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2006, 5(1): 534-536.
- [14] BROWN T W C, SAUNDERS S R, STAVROU S, et al. Characterization of polarization diversity at the mobile [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(5): 2440-2447.
- [15] PARK S, OKAJIMA Y, HIROKAWA J, et al. A slotted post-wall waveguide array with interdigital structure for 45 linear and dual polarization[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 53(9): 2865-2871.
- [16] 张亦弛. 超宽带双极化天线的设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
- [17] 邹雄, 何缓, 钱欢, 等. 对角馈电的SIW单腔体双极化领结形缝隙天线[J]. 电讯技术, 2022, 62(5): 663-670.  
ZOU Xiong, HE Huan, QIAN Huan, et al. A diagonally-fed SIW single cavity dual polarization antenna based on bowtie-shaped slot[J]. Telecommunication Engineering, 2022, 62(5): 663-670.
- [18] 李铂. 多频带/超宽带平面印刷天线及连续切向节天线阵列研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2013.
- [19] 孟明霞. 平面天线的双频和双极化研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2009.
- [20] 朱柯斌, 王建国, 王湘涵. 一种波导双工器设计[C]// 2021年全国天线年会论文集, 2021: 1360-1362.
- [作者简介]
- 田思宇 1994年生, 硕士研究生, 助理工程师, 主要研究方向为新型天线设计。
- 雷雪 1971年生, 硕士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为场波与天线。
- 李天鹏 1988年生, 博士, 中级工程师, 主要研究方向为场波与天线。
- 赵明洋 1987年生, 博士, 主要研究方向从事新型天线设计。
- 王克鑫 1997年生, 博士研究生, 主要研究方向为新型天线设计。
- 高峻 1993年生, 硕士研究生, 主要研究方向为场波与天线。
- (本文编辑: 傅杰)