

基于共腔罗特曼透镜的毫米波 十字扫描多波束阵列天线

连继伟¹,班永灵²,顾鹏飞¹,丁大志¹

(1. 南京理工大学电子工程与光电技术学院, 江苏南京 210094; 2. 电子科技大学电子科学与工程学院, 四川成都 611731)

摘 要: 该文设计了由基片集成波导共腔罗特曼透镜馈电的毫米波十字扫描多波束阵列天线. 核心在于提出一种针对罗特曼透镜的共腔设计拓扑结构. 这一拓扑结构主要由两组子网络正交放置组合形成, 并且两组子网络共享罗特曼透镜的腔体. 这一共腔罗特曼透镜可在两个维度同时实现电磁波相位和幅度的控制, 与辐射结构连接后可用于产生十字扫描多波束. 与传统设计相比, 该方法可以降低馈电网络的设计复杂度和提高设计集成度.

关键词: 罗特曼透镜; 十字扫描; 毫米波; 多波束天线; 基片集成波导

中图分类号: TN823

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)12-2996-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20220005

Millimeter-Wave Cruciform Multibeam Array Antenna Based on Shared-Cavity Rotman Lens

LIAN Ji-wei¹, BAN Yong-ling², GU Peng-fei¹, DING Da-zhi¹

(1. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China;

2. School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: A shared-cavity Rotman lens for cruciform multibeam array antennas is realized using substrate integrated wave-guide technology. The core of this design is a shared-cavity topology to design a Rotman lens, which is realized by orthogonally combining two sub networks. Thus, these two sub networks can share the common lens cavity. Such a shared-cavity Rotman lens allows for phase and amplitude manipulations in orthogonal dimensions and is capable of generating cruciform scans after connecting to the radiation portion. Compared with traditional designs, such method can significantly reduce the design complexity and improve the integration.

Key words: Rotman lens; cruciform; millimeter-wave; multibeam array antenna; substrate integrated waveguide

1 引言

毫米波多波束阵列天线已在各大场景中得到了广泛的应用, 例如无线通信^[1]、雷达^[2]和成像^[3]. 通常多波束阵列天线可以分为两类: 一维扫描^[4,5]和二维扫描^[6]. 一维扫描多波束阵列天线的方向图往往是围绕方位角或者俯仰角进行扫描; 而二维扫描则可以同时围绕方位角和俯仰角进行扫描. 其中二维扫描有一种特殊应用场景, 其扫描方向位于方位面和俯仰面两个垂直面内, 本文将之称为十字扫描^[7-13].

图 1 展示了十字扫描的基本组成以及工作模式. 十字扫描的辐射结构通常由两组子天线阵列, 即子阵 1 和子阵 2 垂直放置形成. 这两组子阵分别负责方位面

(xoy) 以及俯仰面(xoz) 的扫描, 共同构成十字扫描功能.

文献[7,8]中设计了可用于毫米波成像系统的十字扫描天线系统, 其天线结构由两组抛物柱面(pillbox)天线正交放置构成. 在文献[9]中, 抛物柱面天线的双反射器结构被改进为三反射器结构, 以获取更好的波束扫描特性. 利用与文献[7,8]类似的天线结构, 文献[10]中设计了一种十字扫描快速人体成像系统. 文献[11]提出了一种可用于汽车雷达的十字扫描天线系统, 波束扫描由数字波束形成技术提供.

上述十字扫描在应用时往往是分解为两组独立工作的一维扫描进行设计, 这是因为这两组馈电网络不

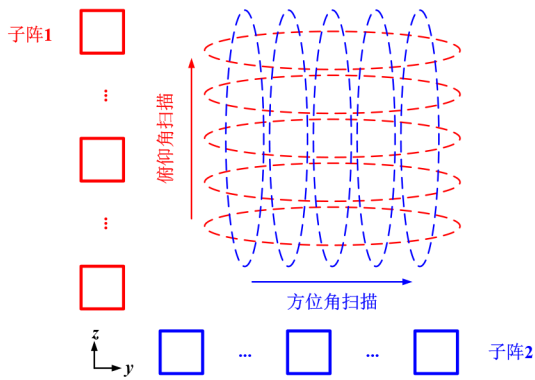


图1 十字扫描组成结构和基本工作原理

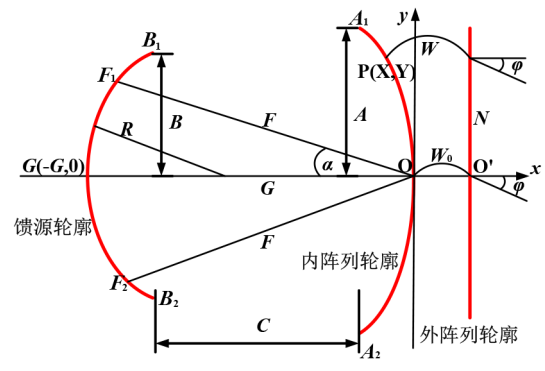


图2 传统罗特曼透镜的拓扑结构

容易实现一体化设计. 如在文献[9]中, 两组一维扫描抛物柱面天线首先进行独立设计并加工, 随后两组抛物柱面天线以“T”字型组合起来. 实际上为了提升系统的集成度, 将两组子阵列及其馈电网络一体化集成设计是具有重要意义的.

实现十字扫描的另一种思路是正交组合两组一维扫描漏波天线^[12,13]. 利用频扫特性, 漏波天线容易实现一维扫描; 正交放置两组漏波天线, 可自然形成十字扫描. 文献[12]利用全息电磁超表面设计了十字形漏波天线, 该漏波天线实现的十字扫描可用于双传感器成像系统. 文献[13]利用交叉耦合器集成了两组一维基片集成波导漏波天线, 该十字扫描漏波天线可用于二维波达方向估计. 然而漏波天线的频扫特性在后端信号处理时带来了额外的变量, 导致计算复杂度增大.

基于以上研究现状, 本文提出了一种共腔罗特曼透镜设计方法. 通过移除传统罗特曼透镜的虚端口, 两组罗特曼透镜可以正交放置并构成封闭的腔体. 本文介绍了共腔罗特曼透镜的设计思路和方法. 利用共腔罗特曼透镜设计了十字扫描多波束阵列天线, 并给出了仿真与测试的结果对比.

2 共腔罗特曼透镜拓扑结构

2.1 设计流程

图2给出了传统罗特曼透镜的拓扑结构. 罗特曼透镜具有三个焦点, 即一个轴上焦点G, 两个轴外焦点F₁和F₂. 透镜腔体的形状主要由两个轮廓所决定, 即馈源轮廓和内部阵列轮廓. 内外部阵列轮廓之间由传输线进行连接补偿相位. 在实际设计中, 会在两侧添加虚端口(或吸收器)以减少不必要的散射. 换句话说, 罗特曼透镜馈源轮廓和阵列轮廓在波束形成的过程中起到关键作用, 是有效区域. 而位于两侧的虚端口主要起到减少干扰的作用.

因此, 本文提出了共腔罗特曼透镜的拓扑结构, 如图3所示. 该拓扑结构由两组子网络正交组成, 每组子网络仅由馈源轮廓和内外阵列轮廓组成, 且不添加传

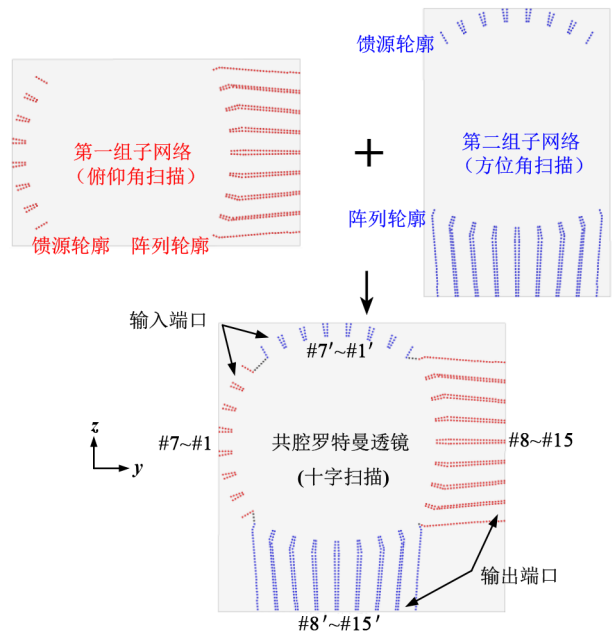


图3 共腔罗特曼透镜拓扑结构

统罗特曼透镜的虚端口. 输入端口#1~#7(#1'~#7')可切换实现不同的指向角, 输出端口#8~#15(#8'~#15')与辐射结构进行连接. 结合这一共腔罗特曼透镜所设计的多波束阵列天线, 本文可以实现十字扫描馈电网络与辐射结构的一体化设计.

接下来确定共腔罗特曼透镜的馈源轮廓和阵列轮廓. 为了满足两组罗特曼透镜共腔的要求, 我们需要对传统的设计方程进行修正. 首先, 几何光程方程修正为

$$\overline{F_1 P} \sqrt{\epsilon_r} + W \sqrt{\epsilon_r} + N \sin \varphi = F \sqrt{\epsilon_r} + W_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (1a)$$

$$\overline{F_2 P} \sqrt{\epsilon_r} + W \sqrt{\epsilon_r} - N \sin \varphi = F \sqrt{\epsilon_r} + W_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (1b)$$

$$\overline{GP} \sqrt{\epsilon_r} + W \sqrt{\epsilon_r} = G \sqrt{\epsilon_r} + W_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (1c)$$

$$\overline{B_1 B_2} < C \quad (1d)$$

$$\overline{A_1 A_2} < C \quad (1e)$$

其中, ϵ_r 为介质基板的相对介电常数. 方程(1a)~(1c)

为传统罗特曼透镜的设计方程^[14,15],式(1d)(1e)是额外用来设计共腔罗特曼透镜的方程.其约束的是两组子网络之间的遮挡效应.

在设计传统罗特曼透镜的轮廓时,首先以轴外焦距 F 为参考对参数进行归一化处理:

$$x_{\text{array}} = X/F, y_{\text{array}} = Y/F, g = G/F \quad (2a)$$

$$\omega = \frac{W - W_0}{F}, \eta = \frac{N}{F} \quad (2b)$$

另外,

$$a_0 = \cos \alpha, b_0 = \sin \alpha, a_1 = \cos \varphi, b_1 = \sin \varphi \quad (2c)$$

式(1a)~(1c)通过代数运算即可得出内阵列轮廓的表示式:

$$x_{\text{array}}(\eta) = \frac{b_1^2 \eta^2 \frac{1}{\varepsilon_r} - 2\omega + 2g\omega}{2(a_0 - g)} \quad (3a)$$

$$y_{\text{array}}(\eta) = \frac{b_1 \eta (1 - \omega)}{b_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3b)$$

ω 是与 η 有关的函数,由下式确定:

$$a\omega^2 + b\omega + c = 0 \quad (4)$$

其中,

$$a = 1 - \frac{\eta^2 \left(\frac{b_1}{b_0} \right)^2}{\varepsilon_r} - \left(\frac{g-1}{g-a_0} \right)^2$$

$$b = 2g \left(\frac{g-1}{g-a_0} \right) - \frac{(g-1)}{\varepsilon_r (g-a_0)^2} b_1^2 \eta^2 + \frac{2\eta^2 \left(\frac{b_1}{b_0} \right)^2}{\varepsilon_r} - 2g$$

$$c = \frac{gb_1^2 \eta^2}{(g-a_0)\varepsilon_r} - \frac{b_1^4 \eta^4}{4\varepsilon_r^2 (g-a_0)^2} - \left(\frac{b_1}{b_0} \right)^2 \frac{\eta^2}{\varepsilon_r}$$

式(3a)和式(3b)乘以轴外焦距 F ,即可得到内阵列轮廓的表达式.传统罗特曼透镜选择轴外焦距 F 时,其可以由以下条件进行约束^[15]:

$$F > \frac{L}{2\eta_{\text{max}}} \quad (5)$$

其中, L 表示阵列口面的长度; η_{max} 表示归一化外阵列轮廓 y 轴坐标最大值. η_{max} 的选择跟设计时所能允许的最大路径长度误差相关.关于 η_{max} 进一步的讨论可参考文献[15].

在设计共腔罗特曼透镜时,首先根据式(3a)和式(3b)得到 $x_{\text{array}}(\eta)$ 和 $y_{\text{array}}(\eta)$.与传统设计不同,在选取 F 时,条件(5)还不足以避免两组子网络的重叠问题.如图4展示了不同焦距 F 对应的共腔罗特曼透镜轮廓.可以看出,随着 F 的增加,重叠区域变小甚至消失.为了解决重叠问题,共腔罗特曼透镜的设计需要引入条件(1d)和(1e)约束 F 的选择.由于罗特曼透镜设计时,可以根据端口数目和阵列规模对馈源轮廓和内阵列轮廓进行灵活设计,这里不妨设

$$\overline{A_1 A_2} = \overline{B_1 B_2} \quad (6)$$

两组子网络刚好不重叠的临界条件为

$$\overline{B_1 B_2} = C \quad (7)$$

馈源轮廓为圆弧,其表达式为

$$(X_{\text{feed}} - G + R)^2 + Y_{\text{feed}}^2 = R^2 \quad (8a)$$

$$R = [G^2 + F^2 - 2FG \cos \alpha] / 2(G - F \cos \alpha) \quad (8b)$$

设馈源轮廓纵坐标最大值(B_1 点)为 Y_{B_1} ,通常由选择的端口数量决定,则

$$\overline{B_1 B_2} = 2Y_{B_1} \quad (9)$$

将纵坐标最大值代入式(8a),可得到 B_1 点的横坐标,即

$$X_{B_1} = -\sqrt{(R^2 - Y_{B_1}^2)} + G - R \quad (10)$$

结合式(6),将 Y_{B_1}/F 代入式(3a)和式(3b),可得到 A_1 点的横坐标 x_{A_1} .

联立式(6)~(10),可以得到:

$$2Y_{B_1} = x_{A_1} \times F + \sqrt{(R^2 - Y_{B_1}^2)} - G + R \quad (11)$$

解式(11),可以得到两组子网络刚好不重叠时共腔罗特曼透镜的轴外焦距 F .

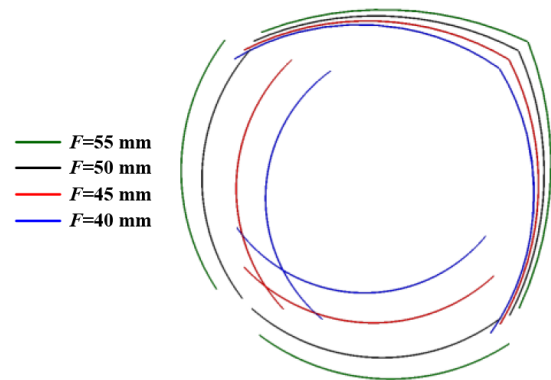


图4 不同焦距对应的共腔罗特曼透镜轮廓

上述求解过程由于参数较多,式(11)不容易得到解析解.结合仿真软件,本文采用下述更为简便的方法获得合适的轴外焦距 F .从图4可以看出,选用较大的焦距 F 有利于避免重叠问题.然而,较小的 F 有利于提高罗特曼透镜的紧凑性.因此,本文设计了图5中的流程图来获取最优的轴外焦距 F .首先,可以根据式(5)选择 F 的最小值,然后输入 A, B, F 的初始值以开始该流程.接下来,根据前面描述的设计过程确定透镜轮廓后,可以获得 C 的值.下一步判断 C 是否大于 $2 \times A$ 和 $2 \times B$ 的最大值.如果是,则输出 F .如果不是,则执行操作 $F = F + 1$.经过循环操作,可以得到满足式(1d)、式(1e)和式(5)的最小焦距 F .表1中列出了本文设计的共腔罗特曼透镜的参数值.

2.2 共腔罗特曼扫描角度

罗特曼透镜在馈源轮廓上某一点馈电产生的波束指向角 $\theta(d_{\text{off}})$ 可以用下式进行估算^[16]:

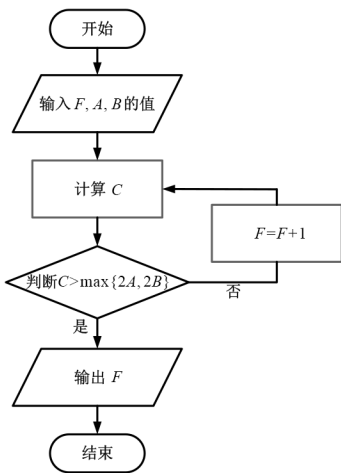


图5 共腔罗特曼透镜焦距设计流程

表 1 共腔罗特曼透镜设计参数

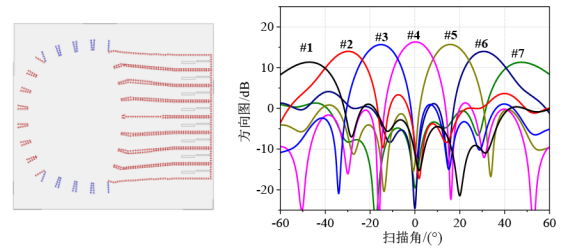
参数	值	参数	值
工作频率	28 GHz	阵列端口	8
介质基板	RO5880	焦距比 g	1.1
焦角 α	30°	η	0.38
扫描角 φ	30°	轴上焦距 G	55 mm
波束端口	7	轴外焦距 F	50 mm

$$\theta(d_{\text{off}}) = \arcsin \left\{ \frac{-2d_{\text{off}} / (G + R)}{\sqrt{4 + [d_{\text{off}} / (G + R)]^2}} \right\} \quad (12)$$

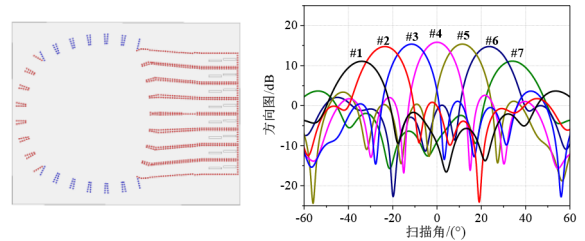
其中, d_{off} 代表该点的偏置距离. 于是罗特曼透镜的最大扫描角可由偏置距离最大的馈电位置进行估算. 罗特曼透镜的轴外焦距 F 与 G 成正比. 由式(12)的数学关系可知, 随着 F 增大, 波束指向角变小. 最大偏置距离不变时, 最大指向角也将变小. 图6所示是不同 F 对应的罗特曼透镜馈电时产生的多波束方向图. 可以看出, 随着 F 增大, 产生的波束扫描范围逐渐变小. F 为 30 mm, 40 mm, 50 mm 时, 其半功率波束覆盖范围分别为 $-60.0^\circ \sim 60.0^\circ$, $-42.5^\circ \sim 42.5^\circ$, $-34.0^\circ \sim 34.0^\circ$. 可以看出, 共腔罗特曼透镜设计时, 为了避免两组子网络存在重叠, 往往需要选择较大的 F , 并且以牺牲扫描角为代价.

3 十字扫描多波束阵列天线设计

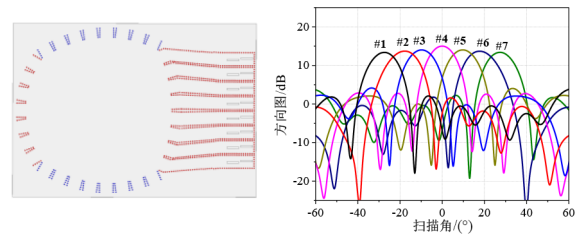
根据上述参数设计所得的共腔罗特曼透镜, 通过连接辐射结构, 可以实现十字扫描. 本文最终设计的十字扫描多波束阵列天线如图7所示, 其由一个共腔罗特曼透镜和一组 8×2 缝隙天线阵列级联而成. 缝隙天线单元的仿真模型如图8(a)所示, 其主要设计尺寸: $d_1=4.55$ mm, $d_2=5.20$ mm, $d_3=0.55$ mm, $d_4=0.26$ mm. 该缝隙天线方位面 (xoy) 和俯仰面 (xoz) 的方向图展示在



(a) $F=30$ mm 对应的罗特曼透镜设计及多波束方向图



(b) $F=40$ mm 对应的罗特曼透镜设计及多波束方向图



(c) $F=50$ mm 对应的罗特曼透镜设计及多波束方向图

图6 罗特曼透镜设计及多波束方向图

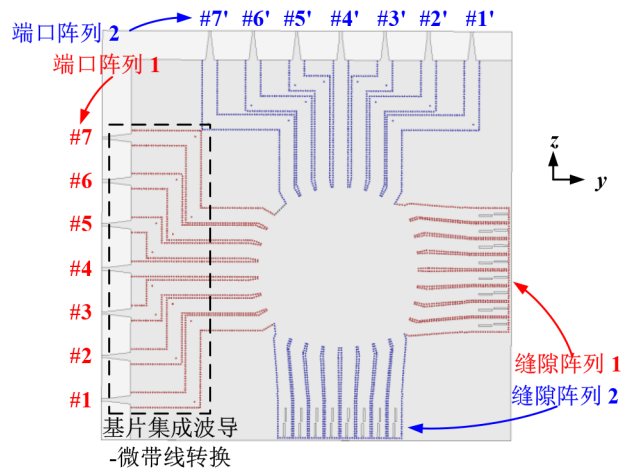


图7 基于共腔罗特曼透镜的十字扫描多波束阵列天线

图8(a)中. 其中方位面和俯仰面的半功率波束宽度分别为 104° 和 47° , 两个面内的交叉极化电平都低于 -30 dB. 该缝隙天线组成的 8×2 缝隙天线阵列如图8(b)所示. 其中方位面和俯仰面的半功率波束宽度分别为 14° 和 49° , 两个面内的交叉极化电平都低于 -39 dB.

通过将输入端口在 #1~#7 的范围内切换, 十字扫描多波束阵列天线可以在俯仰面内产生多波束. 类似的,

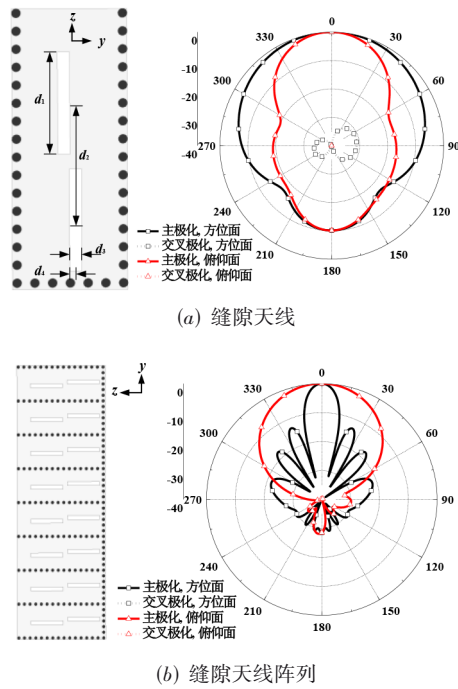


图8 仿真模型与方向图

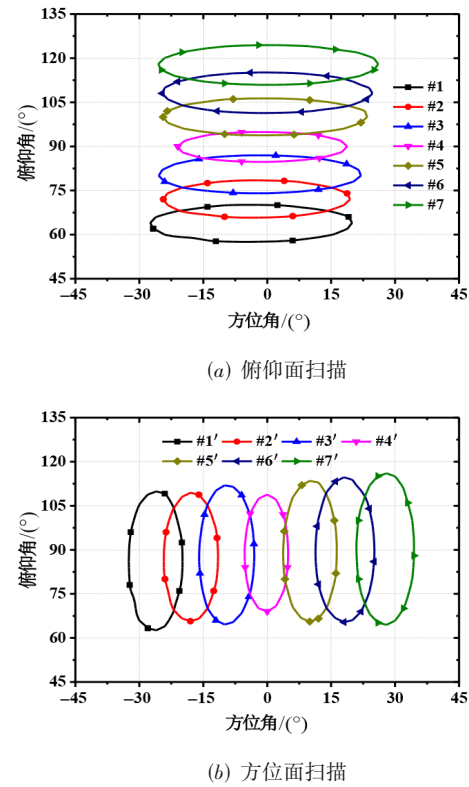


图9 十字扫描多波束半功率波束覆盖图

切换#1'~#7'，可以在方位面内实现多波束。方位面和俯仰面扫描时的多波束半功率波瓣覆盖图如图9所示，其覆盖范围大约为57.5°到124.5°的俯仰角，-32.5°到34.5°的方位角。

由共腔罗特曼透镜馈电的毫米波十字扫描多波束天线最终使用Rogers RT/duroid RO5880基板进行加工，其厚度为0.508 mm，如图10所示。图11给出了仿真与测试S参数的对比。端口#1~#7馈电时的反射系数在图11(a)中给出；由于对称性，端口#1'~#7'的结果是类似的。可以看出，除了端口#4馈电时，反射系数稍稍大于-10 dB，其余大部分情况的回波损耗都优于10 dB。图11(b)和图11(c)给出了隔离系数的结果，这里可以分为两类进行观察。图11(b)是同一组馈电端口内的互相耦合。图11(c)是两组馈电端口间的互相耦合。可以看出这两类耦合均在频带内小于-10 dB。尽管端口#1是相距#1'~#7'端口最远的一个，但是由于其馈入腔中的方向是朝向端口#1'~#7'，因此它与#1'~#7'之间的耦合实际上是最强的。在一些对隔离度要求较高的应用场景中，可以对端口采用文献[4]中的双端口馈电方法，提高透镜腔体内电场的锥削电平，进而减少端口间的耦合。

设计的多波束阵列天线工作在27 GHz、28 GHz和29 GHz时的辐射方向图如图12所示。工作在28 GHz时，端口#1~#7馈电时的测试增益分别为11.8 dBi、12.9 dBi、13.6 dBi、14.1 dBi、13.7 dBi、13.2 dBi和12.3 dBi。多波束阵列天线的增益除了受到导体损耗、介质损耗的影响，同样也受到回波损耗的影响。这一影响可以通

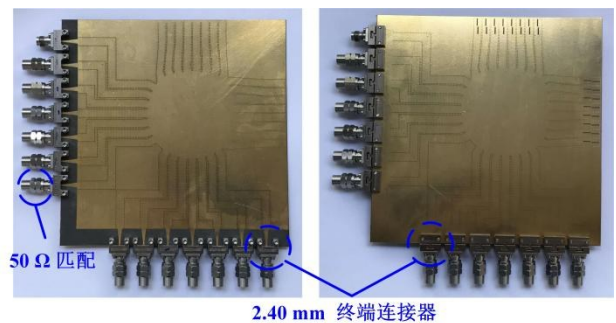
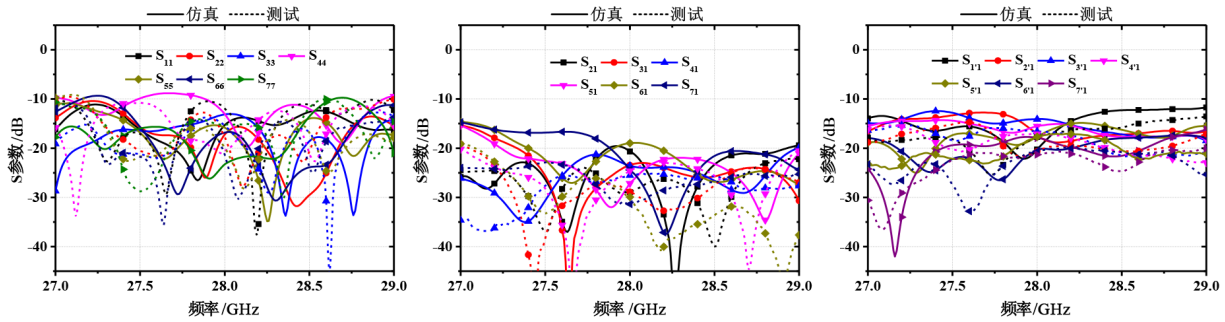


图10 十字扫描多波束阵列天线加工实物图

过观察Realizedgain和Gain进行对比。表2总结了在27 GHz、28 GHz和29 GHz三个频点的仿真Realizedgain和实测增益。以28 GHz结果为例，对应端口#1~#7馈电时的Gain分别为13.7 dBi、14.0 dBi、14.5 dBi、15.5 dBi、14.6 dBi、13.8 dBi、13.4 dBi。与之对比，表2中的Realizedgain平均下降了0.7 dBi。总的来说，测试方向图与仿真方向图有着比较好的吻合度。仿真与测试之间的误差主要来源于加工误差和实验测试误差。

表3归纳了本设计与其他类似设计的对比。可以看出，传统罗特曼透镜通过与天线阵列相连，只能实现一维扫描。而文献[12, 13]中的十字形漏波天线虽然可以实现十字扫描，但是需要借助漏波天线的频扫特性。本文设计的共腔罗特曼透镜，可以将两组子网络集成，



(a) 端口#1~#7的反射系数 (b) 端口#1与端口#2~#7的隔离度 (c) 端口#1与端口#1'~#7'的隔离度
图 11 仿真与测试S参数对比

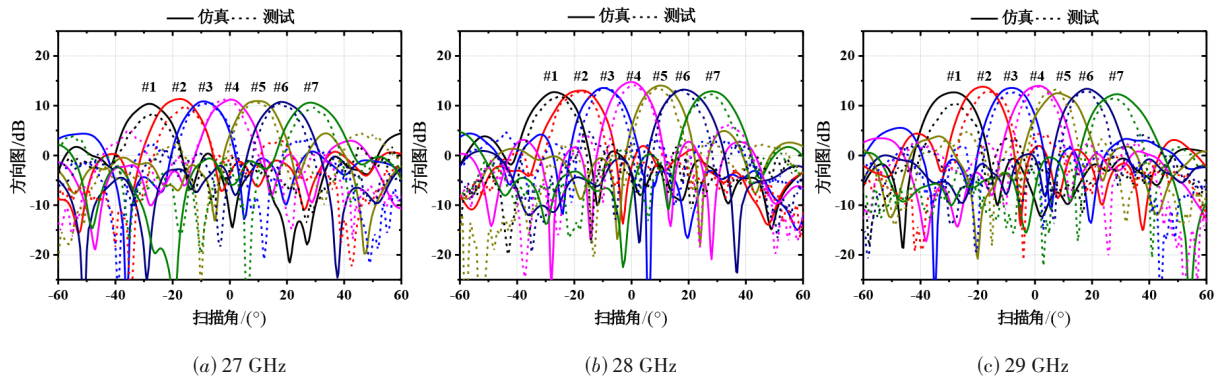


图 12 仿真与测试方向图对比

表 2 仿真与测试增益结果对比

单位: dB

仿真	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7
27 GHz	10.4	11.3	10.9	11.2	10.9	10.8	10.6
28 GHz	12.7	13.1	13.6	14.8	14.0	13.2	12.9
29 GHz	12.7	13.8	13.6	14.0	12.5	13.4	12.3
测试	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7
27 GHz	8.5	9.7	10.5	11.4	10.9	10.4	9.7
28 GHz	11.8	12.9	13.6	14.1	13.7	13.2	12.3
29 GHz	10.4	12.8	12.7	13.8	13.3	12.9	11.5

表 3 本文设计与其他文献的结果对比

参考文献	频率/GHz	传输线形式	组成结构	扫描形式	扫描原理	扫描角
[4]	28.00	基片集成波导	罗特曼透镜+缝隙天线阵列	一维扫描	多端口切换	约 100°
[5]	4.75	微带线	罗特曼透镜	一维扫描	多端口切换	约 110°
[14]	35.00	基片集成波导	罗特曼透镜+缝隙天线阵列	一维扫描	多端口切换	约 80°
[12]	17.00	电磁超表面	十字形漏波天线	十字扫描	频扫	约 31°
[13]	2.40	基片集成波导	十字形漏波天线	十字扫描	频扫	约 100°
本文	28.00	基片集成波导	共腔罗特曼透镜	十字扫描	多端口切换	67°

共享罗特曼透镜的腔体,连接辐射结构以后实现十字扫描。

4 总结

本文讨论了共腔罗特曼透镜的拓扑结构、设计方程以及设计流程. 基于共腔罗特曼透镜,设计了一款毫

米波十字扫描多波束阵列天线. 其成功地将用于十字扫描的两组子馈电网络集成化设计,有效降低馈电网络的设计复杂度和占用面积. 最终实验结果和仿真结果呈现出了较好的吻合度,验证了本文关于共腔罗特曼透镜和十字扫描毫米波多波束阵列天线设计的可行性.

参考文献

- [1] HONG W, JIANG Z H, YU C, et al. Multibeam antenna technologies for 5G wireless communications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(12): 6231-6249.
- [2] SCHULWITZ L, MORTAZAWI A. A compact dual-polarized multibeam phased-array architecture for millimeter-wave radar[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(11): 3588-3594.
- [3] YUJIRI L, SHOUCRI M, MOFFA P. Passive millimeter wave imaging[J]. IEEE Microwave Magazine, 2003, 4(3): 39-50.
- [4] LIAN J W, BAN Y L, ZHU H, et al. Reduced-sidelobe multibeam array antenna based on SIW rotman lens[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2020, 19(1): 188-192.
- [5] 曹静, 卢强, 陈俊可. C波段罗特曼透镜设计[J]. 通信技术, 2014, 47(10): 1216-1222.
CAO J, LU Q, CHEN J K. Design of C-band rotman lens [J]. Communications Technology, 2014, 47(10): 1216-1222. (in Chinese)
- [6] LIAN J W, BAN Y L, YANG Q L, et al. Planar millimeter-wave 2-D beam-scanning multibeam array antenna fed by compact SIW beam-forming network[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(3): 1299-1310.
- [7] HAY S G, ARCHER J W, TIMMS G P, et al. A beam-scanning dual-polarized fan-beam antenna suitable for Millimeter wavelengths[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 53(8): 2516-2524.
- [8] LI Y, ARCHER J W, TELLO J, et al. Performance evaluation of a passive millimeter-wave imager[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(10): 2391-2405.
- [9] HAY S G, SMITH S L, TIMMS G P, et al. Three-shaped-reflector beam-scanning pillbox antenna suitable for mm wavelengths[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(7): 2495-2501.
- [10] GAO X, LI C, GU S M, et al. Study of a new millimeter-wave imaging scheme suitable for fast personal screening [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012, 11: 787-790.
- [11] HARTER M, HILDEBRANDT J, ZIROFF A, et al. Self-calibration of a 3-D-digital beamforming radar system for automotive applications with installation behind automotive covers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(9): 2994-3000.
- [12] LI Y B, LI L L, CAI B G, et al. Holographic leaky-wave metasurfaces for dual-sensor imaging[J]. Scientific Reports, 2016, 5: 18170.
- [13] POVEDA-GARCÍA M, ANDREU-GARCÍA E, GARCÍA-FERNÁNDEZ J, et al. Frequency-scanned leaky-wave antenna topologies for two-dimensional direction of arrival estimation in IoT wireless networks[C]//2021 15th European Conference on Antennas and Propagation(EuCAP). Dusseldorf: IEEE, 2021: 1-5.
- [14] 薛飞, 粮华清, 杨丽娜. Ka波段基片集成波导罗特曼透镜多波束阵列天线[J]. 航空兵器, 2019, 26(3): 56-61.
XUE F, LANG H Q, YANG L N. Ka band substrate integrated waveguide rotman lens multi-beam array antenna [J]. Aero Weaponry, 2019, 26(3): 56-61. (in Chinese)
- [15] CHENG Y J, HONG W, WU K, et al. Substrate integrated waveguide(SIW) rotman lens and its ka-band multi-beam array antenna applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, 56(8): 2504-2513.
- [16] LIMA E B, MATOS S A, COSTA J R, et al. Circular polarization wide-angle beam steering at ka-band by In-plane translation of a plate lens antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(12): 5443-5455.

作者简介



连继伟 男, 1992年出生, 广东汕尾人. 现为南京理工大学电子工程与光电技术学院副教授. 主要研究方向为多波束天线和电磁超表面.
E-mail: lianjiwei@njjust.edu.cn



班永灵(通讯作者) 男, 1978年出生, 河南商丘人. 现为电子科技大学电子科学与工程学院教授. 主要研究方向为5G/6G微波毫米波天线及阵列、相控超表面天线阵、透镜天线、RCS后向增强结构与技术.
E-mail: byl@uestc.edu.cn



顾鹏飞 男, 1990年出生, 江苏泰州人. 南京理工大学电子工程与光电技术学院副教授. 主要研究方向为计算电磁学和天线阵列优化.
E-mail: pengfeigu@njjust.edu.cn



丁大志 男, 1979年出生, 江苏建湖人. 现为南京理工大学电子工程与光电技术学院教授, 教务处处长. 主要研究方向为微波电路与天线、雷达成像与目标识别、电磁兼容分析与设计、目标电磁散射分析.
E-mail: dzding@njjust.edu.cn