

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2517858

# 基于基片集成波导的低剖面天线设计

王潮涌<sup>1</sup> 葛俊祥<sup>1</sup> 汪洁<sup>2</sup> 刘恒超<sup>1</sup> 周嘉程<sup>1</sup>

(1.南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044; 2.南京工业职业技术大学电子信息工程学院 南京 210023)

**摘要:**本文基于基片集成波导(SIW)结构设计了一种厚度约 $2.5\%\lambda$ 的低剖面、极化可重构宽带SIW天线。通过在SIW腔体上开环形槽激励出两个辐射谐振频点,并通过SIW腔中所设计的过孔位置调节,实现了对两个谐振频率点的调控,扩展了低剖面天线的工作带宽。另外,通过对安装在SIW天线表面射频二极管的开关控制,可以实现对该天线两个辐射谐振频点控制,从而获得该天线的左右圆极化重构。仿真和测试结果表明,厚度仅为 $2.5\%\lambda$ 的低剖面SIW天线,其相对工作带宽可达6.4%;在5~5.3 GHz频率范围内天线增益大于5 dBi,其中在 $5.17 \pm 0.035$  GHz频率范围内可实现对该天线左右圆极化的重构,且天线极化隔离度优于15 dB。

**关键词:**低剖面;基片集成波导;宽带;极化可重构

中图分类号: TN823<sup>+</sup>.24 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.1025

## Design of low profile antenna based on SIW

Wang Chaoyong<sup>1</sup> Ge Junxiang<sup>1</sup> Wang Jie<sup>2</sup> Liu Hengchao<sup>1</sup> Zhou Jiacheng<sup>1</sup>

(1. Nanjing University of Information Science and Technology, School of Electronic and Information Engineering, Nanjing 210044, China;

2. Nanjing Vocational University of Industry Technology, School of Electronic and Information Engineering, Nanjing 210023, China)

**Abstract:** This paper presents the design of a low-profile, polarization-reconfigurable broadband substrate integrated waveguide (SIW) antenna based on the SIW structure, with a thickness of approximately  $2.5\%\lambda$ . By introducing a circular slot on the SIW cavity, two radiation resonant frequencies are excited. The adjustment of the via positions within the SIW cavity allows for the control of these two resonant frequencies, thereby extending the operating bandwidth of the low-profile antenna. Additionally, by controlling the RF diodes mounted on the surface of the SIW antenna, the two radiation resonant frequencies can be manipulated, enabling the reconfiguration of the antenna's left-hand and right-hand circular polarizations. Simulation and experimental results demonstrate that the low-profile SIW antenna, with a thickness of only  $2.5\%\lambda$ , achieves a relative operating bandwidth of 6.4%. Within the frequency range of 5~5.3 GHz, the antenna gain exceeds 5 dBi. Furthermore, the antenna can achieve reconfiguration between left-hand and right-hand circular polarizations within the frequency range of  $5.17 \pm 0.035$  GHz, with a polarization isolation better than 15 dB.

**Keywords:** low profile; SIW; broadband; polarization reconfigurable

## 0 引言

在现代通信中,多个通信设备如果采用不同的天线进行通信,会造成不同天线间的干扰。这一方面会影响到通信的质量,另一方面也增加了通信设备的成本。因此多个通信设备共用一副宽度天线成为一种需求。同时,通信设备的小型化、便携化对天线的剖面高度也提出了强烈的要求。例如可穿戴无线通信系统、移动终端、高速飞行器等都对天线的剖面高度提出了严格要求。当前,工作频率宽、重量轻、易于集成的低剖面宽带天线研究成为天线技术研究

的热点之一。

基片集成波导(substrate integrated waveguide, SIW)是Hirokawa等<sup>[1]</sup>和Uchimura等<sup>[2]</sup>在1998年首次提出的金属化通孔形式的传输线,这种金属化通孔阵列结构的传输线与金属壁的波导性能相近,能够将电磁波限制在一定空间内传播。近些年来,基片集成波导天线因易于与微波器件集成得到了快速发展,文献[3-8]是近年来具有一定代表性的SIW天线。目前所设计的各种SIW天线虽然性能指标较好且易于集成,但依然存在天线工作带宽较窄、SIW剖面过厚、加工结构较为复杂等问题。在各种单缝隙形式

的 SIW 天线中, 文献[9]中天线的相对带宽达到了 5.8%, 但其剖面高度为工作波长的 5%; 文献[10]中天线的剖面高度虽然仅为工作波长的 1.2%, 但其相对工作带宽也仅仅达到 1.2%。低剖面天线工作频带变窄的原因是由于天线辐射电导随着低剖面高度的减小而变小, 从而增大了天线的品质因数。因此, 如何在保证天线剖面高度条件下, 提高天线的相对工作带宽成为该类天线设计的一个难点。

随着无线通信技术的高速发展, 通信过程中不可避免的会出现影响高速通信速度的多径效应问题, 而极化可重构天线可以在两种或多种极化方式之间切换, 在一定程度上可以改善多径干扰影响, 并可实现频率复用, 缓解了频谱稀缺问题。例如, 文献[11]在所设计的天线中使用了 PIN 二极管, 实现天线的极化重构; 文献[12]通过在阵列天线的阵元间增加 PIN 二极管, 形成可重构单元, 通过控制二极管改变了天线整个表面的电流流向, 从而较好的实现了天线的极化可重构; 文献[13]使用超表面结构, 通过机械旋转实现了天线的极化可重构; 文献[14]中利用石墨烯材料的物理特性, 通过电压控制两个石墨烯层之间的费米能量, 从而实现了极化的可重构。不过, 以上可重构天线的实现方法比较复杂, 难以实现不同频率和用途通信系统公用一副天线。

本文基于上述应用问题和技术需求, 在对低剖面天线通过表面加环形槽, 扩展天线工作带宽的基础上, 通过在 SIW 腔内增加金属过孔并安置可控 PIN 二极管的方法, 实现了该天线部分频率范围内的左旋圆极化(left hand circular polarization, LHCP) 及右旋圆极化(right hand circular polarization, RHCP) 的调控。用一副低剖面宽带天线满足了不同通信频率、不同极化通信系统对天线的要求。

## 1 天线结构与工作原理

### 1.1 天线结构设计

微带贴片天线的辐射原理与缝隙天线相似, 其辐射主要由微带天线的两端边缘电场所产生。当基板厚度减小时, 天线的边缘具有辐射作用的电场分量也随之减弱。因而, 通常低剖面微带天线的工作带宽比较窄。

基片集成波导(SIW)传输线与传统的矩形金属波导传输线的基本原理相同。由麦克斯韦方程和边界条件可知, 基片集成波导内传输电磁波主要为  $TE_{mn}$  模, 其波沿 Z 方向的磁场大小为:

$$H_z = A \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-i\beta z} \quad (1)$$

其中,  $a$  为基片集成波导截面宽度,  $b$  为基片集成波导的厚度,  $\beta$  为传输电磁波的传播常数。当基片集成波导剖面非常低的时候,  $TE_{mn}$  模中的  $n=0$ , 其存在的模式可以包括  $TE_{m0}$  中的多种模式。因此, 利用基片集成波导所设计的天线可以是宽带的, 并且其存在的电磁场与天线高度无

关, 天线高度仅影响天线的特性阻抗。利用基片集成波导所设计的天线, 理论上可以实现低剖面且宽带工作。

本文设计的低剖面天线基本结构如图 1 所示。为了提高天线的辐射效率、减少天线损耗, 天线辐射单元被蚀刻在电介质常数为 3.66, 损耗角正切为 0.004, 厚度为 1.524 mm 的罗杰斯 RO4350b 基板上。

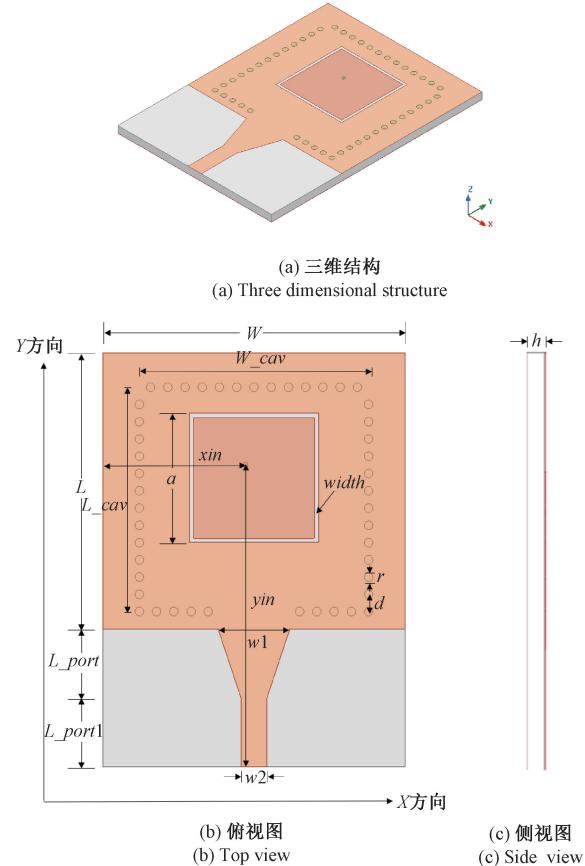


图 1 天线基本结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of antenna basic structure

天线的主要技术指标由 SIW 及其所构成的腔体结构所决定。假设天线中心频率为 5.1 GHz, 构成天线的 SIW 腔体由半径为  $r$ , 间距为  $d$  的金属通孔所围成。根据文献[15], 只要  $r$  与  $d$  满足  $2r/d \geq 0.5$  和  $2r/\lambda_0 < 0.1$  条件, 其中  $\lambda_0$  为自由空间内电磁波波长, 则由这些金属通孔所围成的基片集成波导(SIW)与普通的矩形波导有着近似的电磁特性。选择 SIW 波导的主模为  $TE_{10}$  模, 则由 SIW 波导构成的谐振腔基本模式  $TE_{101}$  的谐振频率为:

$$f = \frac{c}{2\pi \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{W_{cav}}\right)^2 + \left(\frac{1}{L_{cav}}\right)^2} \quad (2)$$

其中,  $c$  为自由空间中的光速,  $\mu_r$  和  $\epsilon_r$  分别为介质基板的磁导率和介电常数,  $W_{cav} \times L_{cav}$  为腔体尺寸。

为了激励 SIW 腔体内的电磁波辐射, 可以在 SIW 腔体表面开设缝隙, 如图 1 所示开设方形环形槽。考虑到扩展天线工作带宽的需要, 我们通过在 SIW 腔体 Y 方向位置上

开设非对称性缝隙,形成两个频率的电磁波辐射单元,从而有望拓宽 SIW 腔体缝隙天线的工作带宽。

根据文献[9],该正方环形片的槽边长与辐射频率近似关系为:

$$L_s = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{c}{f_0} \quad (3)$$

其中,  $L_s$  为正方环形片的槽周长一半,  $f_0$  为辐射电磁波频率,  $\epsilon_r$  为开槽产生的等效介电常数, 它与槽所在 SIW 腔体的位置相关。由于图 1 所示上下缝隙槽在 SIW 腔内的位置具有不对称性, 由上下及左右槽产生的两个辐射电磁波频率也有所不同。

## 1.2 天线仿真优化

本文采用全波仿真软件 HFSS 对设计的天线结构进行仿真和优化设计。

首先, 依据前述式(2)和(3)设计 SIW 腔体尺寸和方形环形片尺寸, 通过调节环形片槽的位置, 可以获得两个谐振频率。然而, 在设计仿真中我们发现, 仅仅依靠调节正方环形槽位置是难以实现两个窄带频率电磁波辐射特性的合二为一, 也就是说难以实现低剖面宽带天线的设计。为此, 我们在参考双频微带天线设计思想基础上, 在该正方环形片的适当位置通过增加通孔短路器, 并调节该短路器的位置, 获得了两个频率的任意靠近, 实现了低剖面宽带天线的设计。

其次, 对天线的馈电过渡端口大小  $w_1$  进行优化设计和仿真,  $w_1$  对反射系数的影响如图 2 所示。仿真分析可知, 天线的馈电端口大小只影响天线的阻抗匹配, 不影响天线的谐振点位置。当  $w_1=9$  mm 时, 天线的阻抗匹配达到最佳。

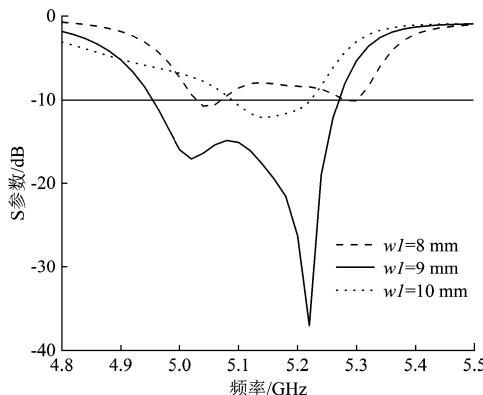


图 2 反射系数随参数  $w_1$  的变化曲线

Fig. 2 Reflection coefficient variation curve with parameter  $w_1$

图 3 为天线环形槽边长  $a$  变化的仿真结果。随着边长  $a$  的不断增加, 天线的两个谐振频率均产生了一定的下降。这是由于当槽的周长增加时, 此时天线的两个谐振频率均产生了变化。

短路过孔位置对天线反射系数的影响如图 4 所示。当金属过孔沿着  $x$  方向进行移动时, 对天线的反射系数影响

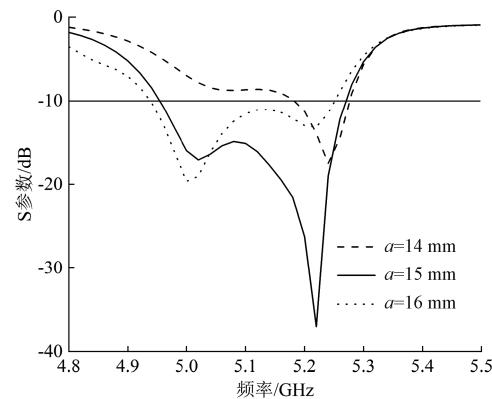


图 3 反射系数随参数  $a$  的变化曲线

Fig. 3 Reflection coefficient variation curve with parameter  $a$

较小, 这是由于天线两个谐振频率是由非对称的上下槽和对称的左右槽组合缝隙决定, 因此当过孔沿着  $x$  方向移动, 基本不影响天线  $y$  方向上的不对称性。当过孔沿着  $y$  方向上移动时, 天线的谐振频率先变高再变低, 这是由于当过孔位置沿  $y$  方向改变时, 会更大程度上影响天线在  $y$  方向上的不对称性, 从而更易改变天线的两个谐振频率及阻抗匹配。

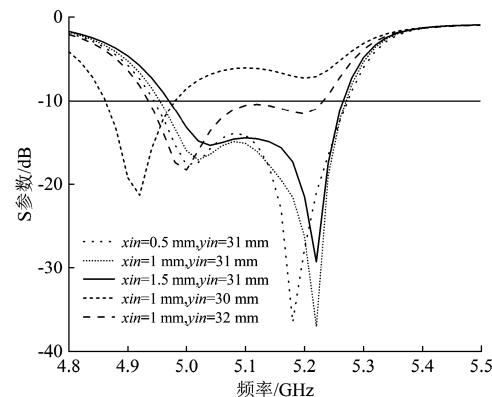


图 4 反射系数随过孔位置的变化曲线

Fig. 4 Reflection coefficient variation curve with through-hole position

图 5 给出了所设计天线在可用频带内的最大增益变化曲线。可以看出该天线在可用的频率范围内其天线增益没有出现较大的畸变, 且在 4.95~5.3 GHz 频率范围内, 天线增益大于 4.3 dBi。

## 1.3 极化可重构机理分析

图 6 为天线在两个谐振点处的电流分布。从中我们发现该天线在两个谐振频率点的电流方向互为正交, 且大小基本相同。过孔处的低频谐振点处的电流从过孔中心向四周发散, 而高频谐振点的电流则为由四周向过孔中心集中。因此, 可以判断在这两个谐振点, 天线的电场出现了相位差。这就满足了天线呈现圆极化特性的必要条件, 即两个电场的方向正交, 且大小相同。

为了使得天线两个谐振点之间的电流相位差达到

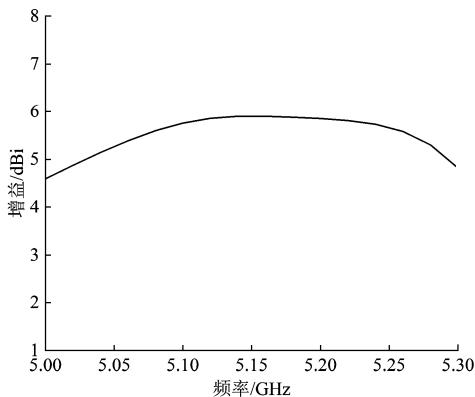


图 5 天线最大增益随频率的变化曲线

Fig. 5 The variation curve of the maximum gain of the antenna with frequency

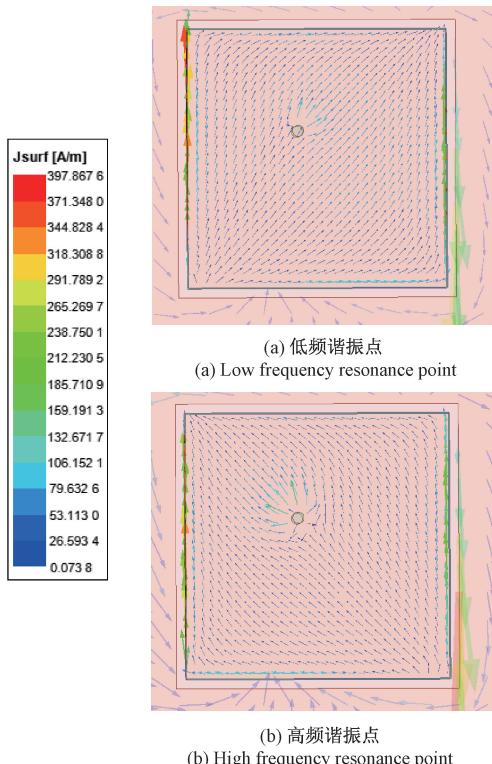


图 6 两种工作模式下天线的表面电流分布

Fig. 6 Surface current distribution of the antenna under two operating modes

$\pi/2$ , 使天线呈现圆极化特性, 需要进一步分析天线的表面电流分布。观察发现, 本设计天线表面的电流总是沿着对角线方向流动, 为了改变两个谐振点之间的电流相位差, 采用在天线环形槽切割出的贴片上进行开槽和切角的方式, 改变了部分表面电流的流动路径, 从而通过改变了整体表面电流的流动长度, 优化了两个谐振点之间的电流相位差, 拓宽了天线的圆极化带宽。天线贴片上的槽与  $x$  方向存在一定的角度, 这是因为天线的电流是沿着对角线方向流动, 这种形式能更好的对天线的表面电流进行微扰, 从而减

小对天线整体电场分布的影响; 对天线切割出的贴片进行切角, 则是通过改变天线横槽与竖槽之间的连接形式, 对天线表面电流进行微扰, 实现拓宽天线 3 dB 轴比带宽的目的, 但是当天线切角过大时, 会影响天线等效辐射槽长度, 从而影响了天线的驻波比。

由于沿着电场传播方向天线电场呈现逆时针旋转, 因此天线的极化方式为左旋圆极化。低频谐振点的相位由于天线在两个频点上的电流方向正交, 天线整体的结构也基本沿着  $x$  方向呈现对称, 因此对天线开槽与切角也应该对称进行, 这一步操作对后续实现天线的极化可重构也有重要意义。

对开槽的位置与切角的大小进行仿真分析, 在不影响天线反射系数的情况下确定了微扰结构的尺寸。图 7 为天线在开槽切角前后的轴比带宽的比较。可以看出, 在进行开槽切角操作后, 天线的圆极化特性明显增强。图 8 为天线优化后的结构示意图。

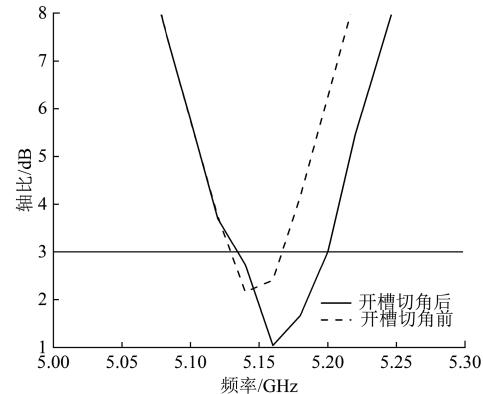


图 7 开槽切角前后的轴比带宽对比  
Fig. 7 Comparison of axial ratio bandwidth before and after slotting and chamfering

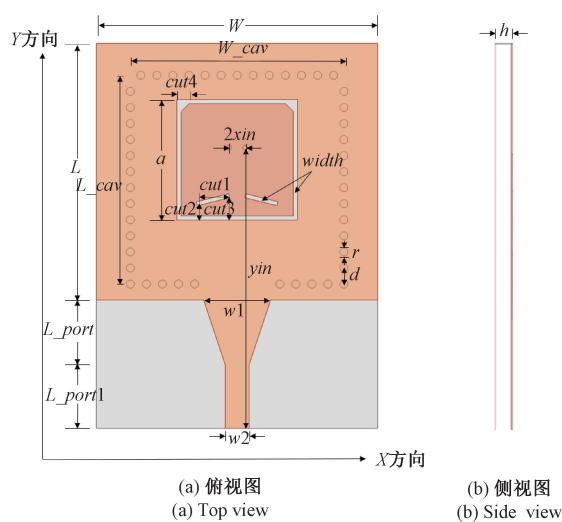


图 8 天线结构图

Fig. 8 Antenna structure diagram

由于除了金属短路通孔外,所设计天线沿着  $x$  方向呈现对称结构。通过将金属短路通孔移至对称轴的另一侧,可得到具有右旋圆极化特性的天线。因此在天线设计中我们设计了一对金属短路通孔,使天线整体结构呈现轴对称性。通过控制通孔的断路或短路,可以实现天线的左右旋圆极化切换。

图 9 研究图示开槽切角对天线阻抗匹配的影响。结果表明,天线的开槽切角对天线的阻抗匹配几乎没有影响。天线两侧的金属过孔无论是哪一个导通,其天线的反射系数基本不变。也就是说,在天线进行左右旋圆极化切换时,天线的谐振点频率及阻抗匹配基本没有变化。因此,通过控制两个金属通孔的断路和短路,可以改变天线的极化特性,但对天线的其它特性几乎没有影响。

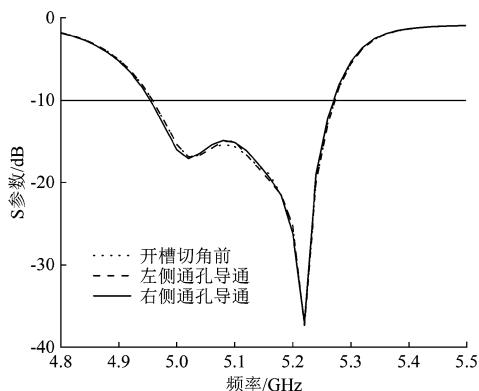


图 9 左右两侧通孔被控制下的天线反射系数对比

Fig. 9 Comparison of antenna reflection coefficients under controlled through holes on both sides

图 10 为通孔极化控制处的射频控制电路图。这里开关二极管为 1N4148WT, 镜电处通过一个 150 nF 的贴片电容保证直流不能流入镜电端口。天线背部过孔处连接一个 47  $\mu$ H 的贴片电感, 电感的另一端连接直流电源, 同时直流电源与天线共地。在天线背部的过孔周围设计了一小圈槽, 二极管的两端焊接在槽的两侧上, 这样根据开关二极管的工作原理, 只要控制直流电压的大小和正负, 就能控制金属通孔的短路与断路, 从而实现天线在左旋圆极化与右旋圆极化之间的切换。

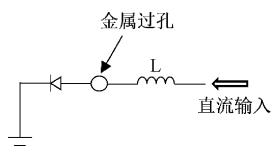


图 10 通孔处极化控制电路

Fig. 10 Polarization control circuit at through-hole

天线的各个尺寸数据均使用全波仿真软件 HFSS 进行了仿真优化, 最终优化得到图 1 给出的天线模型尺寸, 其中对应的各个主要参数记录于表 1 中。

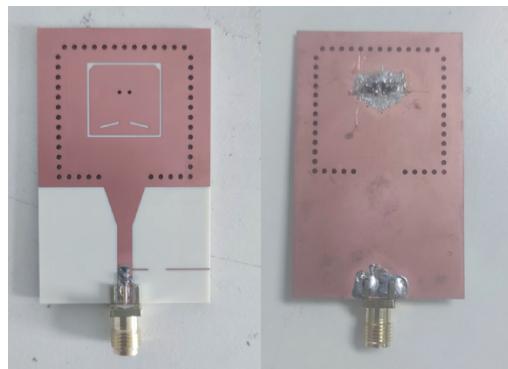
表 1 各主要参数长度

Table 1 Length of main parameters mm

参数	大小	参数	大小
$L$	40	$L_{cav}$	27
$W$	35	$W_{cav}$	26.6
$L_{port}$	4	$d$	2
$L_{port1}$	4	$r$	1
$w_1$	9	$width$	0.5
$w_2$	3	$cut1$	4
$xin$	1	$cut2$	1
$yin$	31	$cut3$	2
$a$	15	$cut4$	1

## 2 天线测量结果分析

使用型号为 E8363C 的网络分析仪测试天线的 S 参数, 图 11 为天线的实物照片, 图 12 为天线的仿真与实物测量 S 参数的对比结果。由图可知, 天线的工作频率范围为 4.98~5.27 GHz, 相对带宽为 6.4%, 天线具有两个中心谐振点, 分别为 5.02 GHz 和 5.22 GHz。由于采用了 SIW 腔体结构和两个谐振点的存在, 天线可以在低于 1/40 工作波长的低剖面下实现宽带工作。通过对仿真与实测 S 参数, 发现实测得到的谐振频率较仿真略高一些。



(a) 天线正面照片  
(a) Front photo of antenna  
(b) 天线背面照片  
(b) Back photo of antenna

图 11 天线实物照片

Fig. 11 Physical photo of antenna

仿真得到天线在中心频率 5.17 GHz 处的增益为 5.6 dBi, 实测则为 5.3 dBi, 仿真与测试结果相近。图 13 为天线在 5.17 GHz 处增益的仿真与实测的对比结果。分析可知天线波束宽度测试结果略小于仿真结果, 天线方向图前后比测试结果优于仿真结果, 这是由于天线结构较小, 易受测试环境影响导致。

天线所处的测试环境也对天线的测试结果产生了一定的影响, 仿真中设定的边界条件往往是理想的, 而实际测试中, 天线周围的空间是有限的, 且存在各种散射体和吸收体, 与仿真的边界条件不同。并且仿真时天线材料采用理想的均匀介质模型, 忽略材料的微小不均匀性和损耗特性。

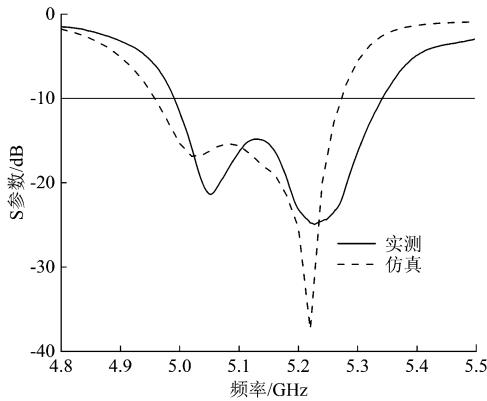


图 12 实测与仿真的反射系数对比图

Fig. 12 Comparison of reflectance coefficient between actual measurement and simulation

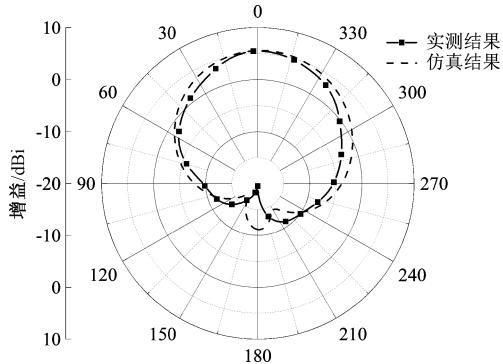


图 13 5.17 GHz 频点天线全极化增益的实测与仿真对比

Fig. 13 Comparison between actual measurement and simulation of full polarization gain of 5.17 GHz frequency antenna

的变化。但实际材料的微观结构和特性差异会在一定程度上影响天线的工作频段,导致测试结果与仿真有偏差。

图 14 为天线在 5.17 GHz 处左旋以及右旋圆极化增益的实测与仿真的对比图。由此可知,左旋与右旋圆极化的增益实测结果分别为 5.1 dBi 和 5.2 dBi,两种圆极化的增益基本对称。从图中可以看出,天线的交叉极化特性较好,优于 15 dB。实测得到的交叉极化效果相对于仿真得到的效果略差,约为 12 dB,这是由于天线测试过程中测试环境以及相位中心安装偏差所致。天线工作在左旋或右旋圆极化下的方向图基本相同。说明通过控制两只二极管的导通与截止,天线可以很好的实现左右旋圆极化切换。

表 2 为代表性文献 SIW 结构天线与本文天线在低剖面条件下的带宽性能对比。对比的 3 个天线都利用 SIW 腔体作为辐射结构,通过腔体内的电磁场激励辐射单元,从而实现天线的辐射特性。但本文天线在保持极低剖面高度的同时,实现了较高的相对带宽(6.3%),这在低剖面天线设计中是一个显著的突破。通常,低剖面天线的带宽会受到限制,因为低剖面会导致辐射电导减小,从而增加品质因数,进而限制带宽。本文通过巧妙的设计,克服了这一限

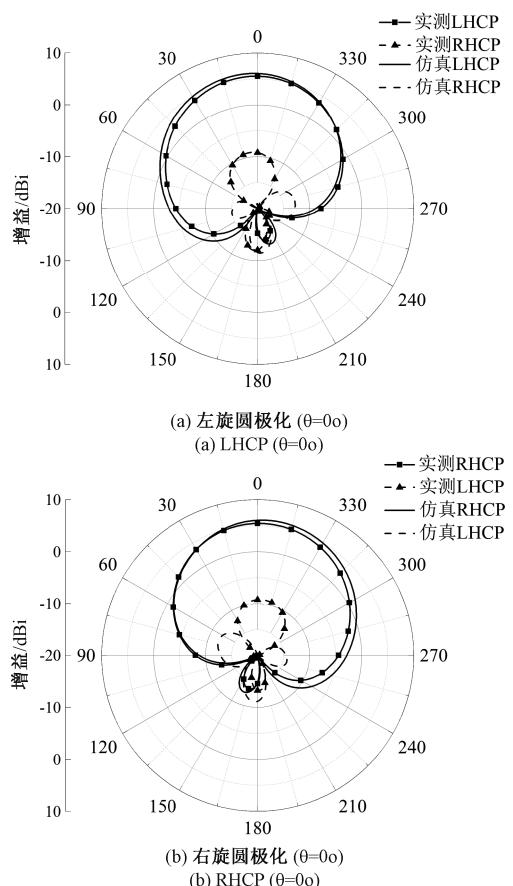


图 14 5.17 GHz 频点圆极化天线增益的实测与仿真对比

Fig. 14 Comparison between measured and simulated gain of circular polarized antenna at 5.17 GHz frequency point

制,实现了低剖面和高带宽的良好平衡。其次本文天线还具备极化可重构功能,可以在左旋和右旋圆极化之间切换,且极化隔离度优于 15 dB。这一特性在表中所列的其他天线中并未提及,进一步提升了本文天线的应用价值和性能优势。尽管文献[16]中的天线相对带宽更高(9.6%),但其剖面高度为  $6\%\lambda$ ,远高于本文天线的  $2.5\%\lambda$  一倍以上;文献[10]中虽然天线剖面高度仅有  $1.5\%\lambda$ ,但其相对带宽甚至不足本文天线的 1/5;文献[9]的相对带宽仅为 5.8%,但剖面高度达到了  $5\%\lambda$ 。本文设计的低剖面天线在非常低的  $2.5\%\lambda$  剖面厚度下,可实现 6.3% 非常好的工作带宽,对比文献的相对带宽与剖面高度之比均小于本文天线,因此本文天线性能优于所对比文献。

表 2 SIW 天线性能对比

Table 2 Comparison of SIW antenna performance

对比文献	中心频率/GHz	相对带宽/%	剖面高度/ $\lambda$
所提出天线	5.13	6.3	0.025
文献[9]	15.70	5.8	0.050
文献[10]	5.85	1.2	0.015
文献[16]	35.60	9.6	0.060

### 3 结 论

本文设计了一种基于基片集成波导 SIW 的低剖面宽度天线, 当天线的剖面高度仅有  $2.5\% \lambda$  时, 本设计天线的工作带宽可达 6.3%, 明显优于目前文献低剖面天线工作带宽。该天线在整个工作频带内增益比较稳定, 天线增益为 5.3 dBi。可以应用于诸如可穿戴无线通信系统、移动终端、高速飞行器等领域。另外, 分析和实验表明, 通过控制该天线表面电流所对应的两个谐振频率的相位, 可以在该天线工作频带的一定范围内实现天线左右旋圆极化的切换。此时, 天线增益可达 5.1 dBi 以上, 且具有良好的辐射对称性和高于 15 dB 的极化隔离度。

### 参考文献

- [1] HIROKAWA J, ANDO M. Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates [J]. IEEE Transactions on Antennas Propagation, 1998, 46(5): 625-630.
- [2] UCHIMURA H, TAKENOSHITA T, FUJII M. Development of a laminated waveguide [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1998, 46(12): 2438-2443.
- [3] IQBAL A, TIANG J J, LEE CH K, et al. SIW cavity backed self-diplexing tunable antenna [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 2021, 69(8): 5021-5025.
- [4] 严煜铭, 廖成, 徐晓敏. 基于 SIW 的宽频带喇叭天线设计[J]. 电子测量技术, 2019, 42(1): 121-125.  
YAN Y M, LIAO CH, XU X M. Design of a wideband horn antenna based on SIW [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(1), 121-125.
- [5] 姜震华, 吕文力, 况学伟, 等. 一种基于 SIW 结构的超宽带圆极化天线设计[J]. 舰船电子对抗, 2021, 44(6): 100-103.  
JIANG ZH H, LYU W L, KUANG X W, et al. Design of an ultra-wideband circularly polarized antenna based on SIW structure [J]. Ship Electronic Countermeasure, 2021, 44(6): 100-103.
- [6] CHENG Y F, LIAO CH, GAO G F, et al. Performance enhancement of a planar slot phased array by using dual-mode SIW cavity and coding metasurface [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 2021, 69(9): 6022-6027.
- [7] 裴俊毅, 卫永平, 胡泰洋, 等. 一种基于 SIW 傲电的毫米波宽带磁电偶极子天线设计[J]. 微波学报, 2023, 39(S01): 103-105.  
PEI J Y, WEI Y P, HU T Y, et al. Design of a millimeter-wave wideband magneto-electric dipole antenna based on SIW feeding [J]. Journal of Microwaves, 2023, 39(S01), 103-105.
- [8] 黄雪娟. 基于 SIW 的毫米波宽带高增益阵列天线的研究与设计[D]. 北京: 北京邮电大学, 2020.  
HUANG X J. Research and design of a millimeter-wave wideband high-gain array antenna based on SIW [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2020.
- [9] ZHANG T, HONG W, ZHANG Y, et al. Design and analysis of SIW cavity backed dual-band antennas with a dual-mode triangular-ring slot [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(10): 5007-5016.
- [10] BANERJEE S, PARUI S K. Bandwidth improvement of substrate integrated waveguide cavity-backed slot antenna with dielectric resonators [J]. Microsystem Technologies, 2020, 26(7).
- [11] 郝静. 极化可重构圆极化天线研究与设计[D]. 北京: 北京邮电大学, 2023.  
HAO J. Research and design of polarization reconfigurable circularly polarized antenna [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2023.
- [12] 陆倩, 于映. 基于 PIN 管的 1-bit 波束可重构反射阵[J]. 现代雷达, 2024, 46(4): 82-87.  
LU Q, YU Y. 1-bit beam reconfigurable reflectarray based on PIN diodes [J]. Modern Radar, 2024, 46(4), 82-87.
- [13] 袁一杰, 孙学宏. 基于超表面的极化可重构天线设计[J]. 电子元件与材料, 2022, 41(9): 994-1000.  
YUAN Y J, SUN X H. Design of polarization reconfigurable antenna based on metasurface [J]. Electronic Components and Materials, 2022, 41(9), 994-1000.
- [14] 陶世杰. 基于石墨烯复合结构的极化可重构太赫兹天线的研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2023.  
TAO SH J. Research on polarization reconfigurable terahertz antenna based on graphene composite structure [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2023.
- [15] WU Q, YIN J X, YU CH, et al. Broadband planar SIW cavity-backed slot antennas aided by unbalanced shorting vias [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(2): 363-367.
- [16] 崔露露, 李静, 伍悍东, 等. 基于基片集成波导的 Ka 波段毫米波缝隙天线设计[J]. 微波学报, 2024, 40(3): 12-16.  
CUI L L, LI J, WU H D, et al. Design of a Ka-band millimeter-wave slot antenna based on substrate integrated waveguide [J]. Journal of Microwaves, 2024, 40(3), 12-16.

### 作者简介

王潮涌(通信作者), 硕士, 主要研究方向为低剖面天线设计。

E-mail: 835246258@qq.com