

基于 SIW 圆极化汽车雷达天线的设计

马中华, 邢海涛, 陈 彭

(集美大学信息工程学院, 福建 厦门 361021)

[摘要] 在设计汽车雷达系统天线时,为实现其 K 波段天线圆极化特性,提出了在基片集成波导顶层开交叉缝隙的结构,并采用金属柱加扰的方法展宽了天线的工作频带。使用三维电磁仿真软件 HFSS 在罗杰斯介质板 Rogers 5880 上进行设计优化,得到 4 个交叉缝隙阵元的圆极化 SIW 缝隙天线。仿真结果显示:其轴比小于 3 dB 的带宽为 370 MHz,在 24.15 GHz 频点上天线增益为 8.6 dBi,在 24.00 ~ 24.25 GHz 频率范围内,电压驻波比小于 1.5。

[关键词] 轴比;圆极化;HFSS;谐振器;基片集成波导

[中图分类号] TN 828.4

Design of Circularly Polarized Slot Antenna for Automotive Radar Antenna Based on SIW

MA Zhonghua, XING Haitao, CHEN Peng

(School of Information Engineering, Jimei University, Xiamen 361021, China)

Abstract: In order to realize the circularly polarized characteristic of antenna in K band as designing the antenna of automotive radar, this paper proposed the X cross slot structure on the top of substrate integrated waveguide (SIW) and perturbations of metallic post is applied in the SIW cavity for the purpose of broadening the operation frequency band. This structure is optimized by HFSS simulation software on the Rogers 5880 substrate board to obtain the four cross slot array elements of circularly polarized SIW antenna. The simulation results indicate that the bandwidth is 370 MHz as the axial ratio is less than 3 dB; the gain of antenna is 8.6 dBi on the 24.15 GHz frequency point; and the VSWR is less than 1.5 within the bandwidth range of 24.00 GHz to 24.25 GHz.

Keywords: axial ratio; circularly polarized; high frequency structure simulator (HFSS); resonator; substrate integrated waveguide (SIW)

0 引言

为了减小通信系统中收发天线之间的极化损失,使得天线角度变化不会影响接收机的灵敏度,研究人员提出了圆极化天线的概念。Simmons^[1]首先提出在传统矩形金属波导的宽边上开一对交叉缝隙构成圆极化辐射天线, Montisci 等^[2]提出了在金属矩形波导宽边用互成一定角度的直线缝隙对构成辐射体,形成行波式圆极化天线。但是传统的金属波导由于结构笨重、成本高、不易集成等缺点,致其

[收稿日期] 2017-01-26

[修回日期] 2017-04-12

[基金项目] 福建省教育厅重点项目(JA15257);厦门市科技局项目(3502Z20163008);福建省自然科学基金项目(2016J01312)

[作者简介] 马中华(1973—),男,副教授,硕士,主要从事射频电路设计和天线技术研究. E-mail: mzhxm@jmu.edu.cn.

根据 $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}$ 得出矢量电流分布同样也是圆极化, TE_{10} 模式下波导中的电流分布如图 3 所示。为了实现波导缝隙的辐射, X 型缝隙必须将电流线切断, 形成横越缝隙的强电场。因此必须把 X 缝隙放在如图 3 所示的中间位置。X 型缝隙结构可以调整到使得它在 x 轴和 z 轴方向的分量相等, 能够近似实现上述的圆极化特性。

在矩形波导中, 当 $a > b$ 时, TE 的波形就是 TE_{10} , 它是矩形波导中的主波形。当把矩形波导作为微波传输系统时, 通常采用主模 TE_{10} , 并且要抑制高次模的传播。这时的传播条件为^[12]:

$$\lambda < \lambda_c = 2 / \sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}, \quad (5)$$

其中, λ 是工作波长, λ_c 是介质波长; b 是矩形波导的管边长度; $m \cdot n$ 是正整数, 表示电磁波的模式。对于 TE_{10} 模, $m=1, n=0$, 则

$$\lambda_c = 2a, \quad (6)$$

即可得到矩形波导的宽边长度为 $\lambda_c/2$ 。

交叉缝隙之间的间距 g 由图 3 可知为二分之一波导波长, 即

$$g = \lambda_g/2, \quad (7)$$

X 型辐射缝隙的长度^[13]

$$S_2 = (C/2f) \sqrt{2/(\varepsilon_r + 1)}, \quad (8)$$

其中 C 为真空中的缝隙。由式 (6) 一式 (8), 可得到交叉缝隙长度 $S_2 = 4.9 \text{ mm}$, 交叉缝隙之间的间距 $g = 4.5 \text{ mm}$, 矩形波导宽边 $a > 4.22 \text{ mm}$ 。

将图 3 的结构移植到 SIW 中, 经过仿真后得到最终的结构参数: $a = 11.5 \text{ mm}$, $d = 1.5 \text{ mm}$, $p = 2.3 \text{ mm}$, $w_1 = 4.1 \text{ mm}$, $S_1 = 2.3 \text{ mm}$, $w_{50} = 1.6 \text{ mm}$, $S_2 = 3.5 \text{ mm}$, $w = 0.5 \text{ mm}$, $g = 4.0 \text{ mm}$ 。

仿真得到天线输入端的反射系数曲线如图 4 所示, 中心频率在 24.20 GHz , 对应的反射系数 -17.539 dB 。反射系数为 -10 dB 的边频分别为 24.14 GHz 和 24.26 GHz , 频带宽度为 120 MHz , 相对阻抗带宽只有 0.5% 。由于汽车防撞雷达天线工作在 $24.00 \sim 24.25 \text{ GHz}$ 范围内, 从图 4 可以看出此 SIW 缝隙天线工作带宽太窄, 需要采取措施展宽工作频带。

许多研究人员通过在 SIW 中加入金属柱扰动, 实现带通滤波器特性^[14-16]。基于此, 本文在图 1 的模型中加入两个扰动铜柱, 加扰铜柱的直径为 0.5 mm , 如图 5 所示。单个扰动金属柱的等效电路如图 6 所示, 相当于加扰金属柱在 SIW 的腔体内引入并联电感的 T 型谐振网络。由于加入了集总电容电感的 T 型网络, 相当于谐振网络的阶数增加, 因而系统带宽展宽。因为金属柱是加入到 SIW 上下导体面之间, 并联电感的大小主要由它的半径决定; 而金属柱在 SIW 中的位置决定了串联电容的大小。

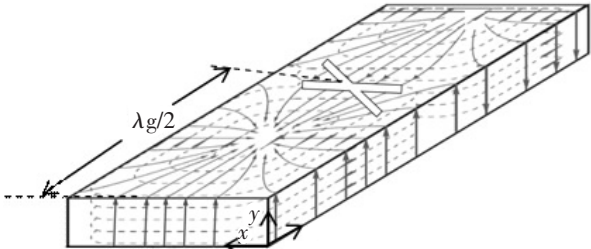


图 3 矩形波导 TE_{10} 模内壁上的电流分布
Fig.3 TE_{10} mode current distribution of rectangular waveguide inner wall

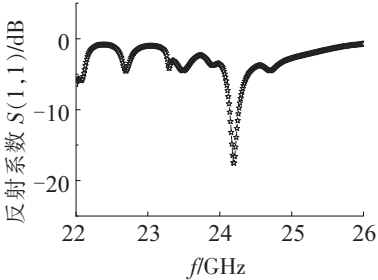


图 4 没有加扰时的反射系数
Fig.4 The reflection coefficient when there is no metal column

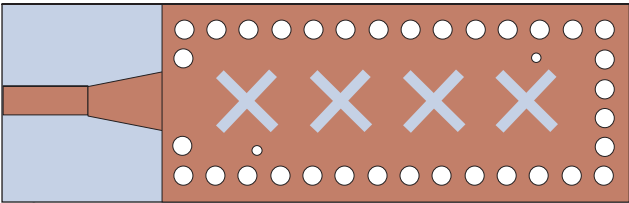


图 5 加入金属柱扰动后的 SIW 圆极化缝隙天线结构
Fig.5 The circularly polarized slot antenna structure of SIW when there are metal columns

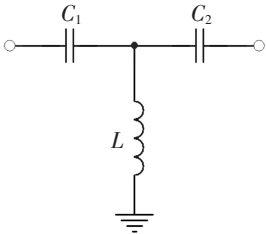


图 6 扰动金属柱等效电路
Fig.6 Equivalent circuit of disturbed metal column

2 讨论

在 HFSS 软件中通过反复调整扰动金属柱的位置, 最后得到如图 7 所示的输入端反射系数特性曲线。从图 7 中可以得到反射系数小于 -10 dB 的频带为 $23.93 \sim 24.40$ GHz, 相对阻抗带宽达到了 2%, 处于汽车雷达的工作频带内 ($24.00 \sim 24.25$ GHz) 的反射系数均小于 -15 dB。由图 7 可见, 加入两个扰动金属柱后, 天线的阻抗带宽显著加宽, 满足了汽车雷达带宽的要求。

当改变交叉缝隙的长度 S_2 时, 天线馈电口的反射系数变化曲线如图 8 所示。随着交叉缝隙长度从 3.8 mm 到 4.0 mm 增加时, 相当于有源缝隙加长, 对电流的阻断面加大, 天线辐射会增强, 工作频带向低频端移动, 且工作带宽不断增大。当改变交叉缝隙组之间的间隔 g 时, 天线馈电口的反射系数的变化曲线如图 9 所示。随着交叉缝隙组之间的距离增大, 整个工作频带向低频端移动, 且工作带宽逐渐增大, 但频带内的反射特性变差。

3 仿真分析结果

经过优化, 得到最终的 SIW 圆极化缝隙天线交叉缝隙的尺寸: $S_2 = 4.0$ mm, $w = 0.5$ mm, $g = 4.08$ mm, 加扰铜柱的直径为 0.5 mm, 分别距离馈电口距离为 5 mm 和 28 mm。天线最终的性能指标如图 10 ~ 图 13 所示。图 10 为天线的电压驻波比曲线图, 在工作频带范围内, 天线的电压驻波比都小于 1.5 , 此值对于发射天线要求电压驻波比小于 2 , 接收天线电压驻波比小于 1.5 的基本要求都是满足的。天线工作频带外的电压驻波比迅速增大, 加大了对带外信号的反射, 减小了干扰信号的获取。

图 11 为天线在 24.15 GHz 辐射方向对 E 面和 H 面的仿真结果, 最大增益在 $\theta = 0^\circ$ 的方向, 辐射方向图垂直于 SIW 的表面, 增益为 8.6 dBi。E 面和 H 面增益大于 0 dB 的波束宽度分别为 175° 和 87° , 3 dB 波瓣宽度分别为 100° 和 44° 。

图 12 分别为 XOZ 面和 YOZ 面辐射方向图。由图 12 可见, 该天线从馈电口馈入信号时, 辐射具有一定的定向性。定向性不好主要是 X 型交叉缝隙的辐射单元较少, 如果继续增加 X 型辐射单元, 此天线的定向辐射将会更加集中, 但是会相应增大天线的尺寸。天线的前后比为 16.8 dB, 后瓣较小。图 13 为该圆极化 SIW 缝隙天线的轴比特性曲线, 图 13a 为在 $21 \sim 27$ GHz 频段范围内的轴比特性, 图 13b 是把 $24.00 \sim 24.25$ GHz 附近的曲线放大后的轴比图。可以得出, 轴比小于 3 dB 的频段为 $23.99 \sim 24.36$ GHz, 在 24.00 GHz 处轴比为 2.9 dB, 在 24.25 GHz 处轴比为 1.37 dB, 最小的轴比为 0.9 dB。 3 dB 的轴比带宽为 370 MHz, 相对轴比带宽达到 1.5% , 优于设计值, 在通带内实现了交叉缝隙结构的近似圆极化特性的天线。

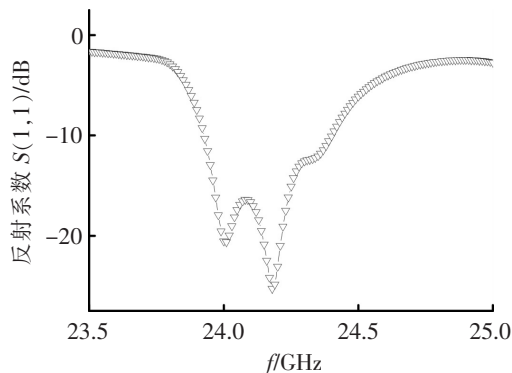


图 7 金属柱加扰后 SIW 天线输入端的反射系数

Fig.7 The reflection coefficient when there are disturbed metal column

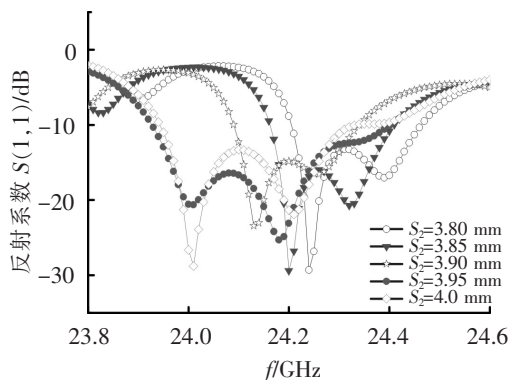


图 8 交叉缝隙长度 S_2 变化时的天线输入端反射系数

Fig.8 The reflection coefficient of input port as the length of crossingslots S_2 varying

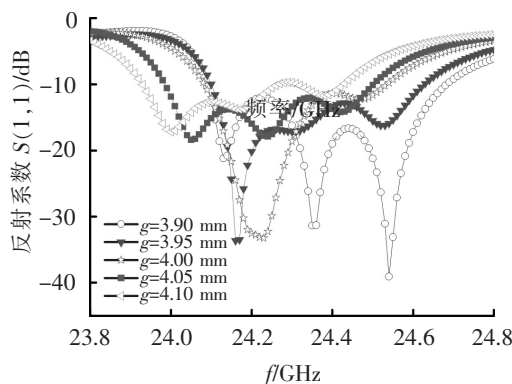


图 9 交叉缝隙之间的距离对特性的影响

Fig.9 The influence of characteristics of the distance between the crossing slots

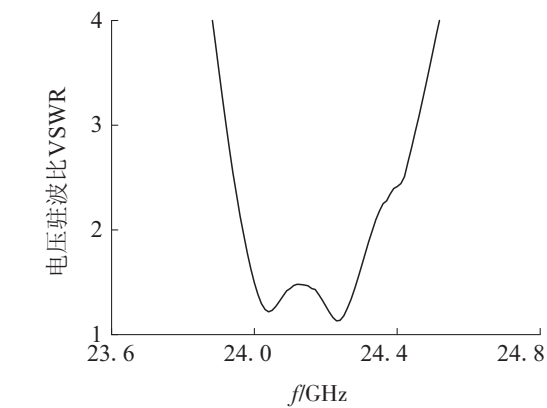


图 10 电压驻波比曲线
Fig.10 The curve of VSWR

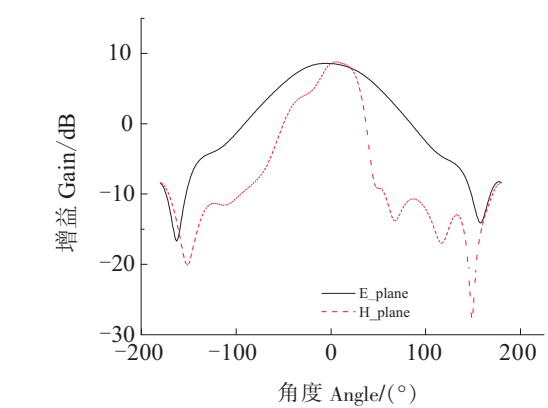


图 11 E 面和 H 面增益方向图
Fig.11 The antenna gain pattern

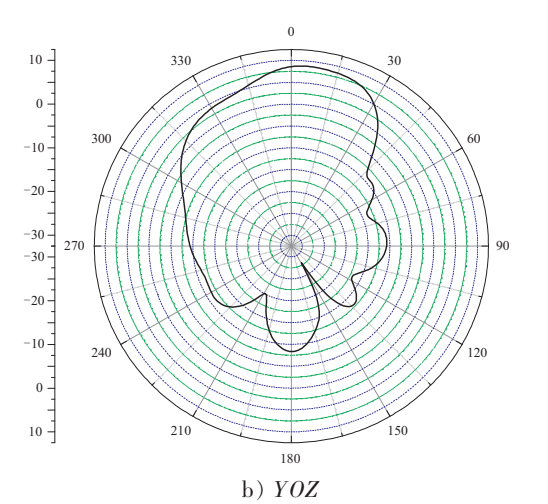
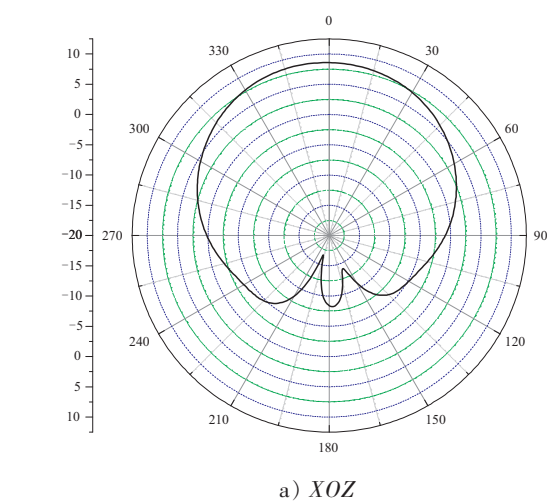


图 12 辐射方向图
Fig.12 The antenna radiation pattern

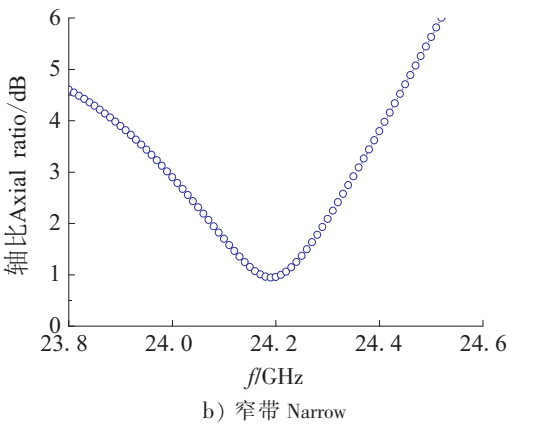
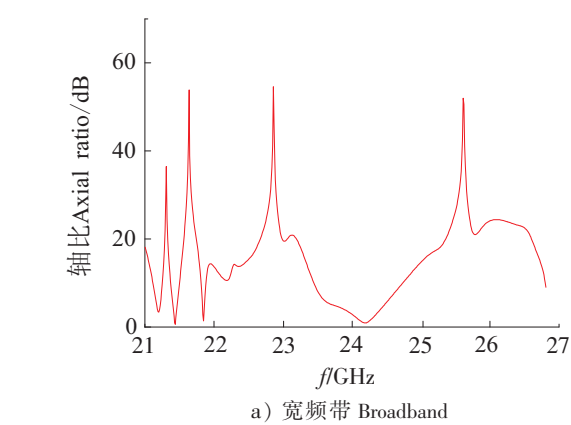


图 13 天线轴比曲线
Fig.13 The antenna axial ratio

4 结论

本文设计了一种用于汽车雷达的圆极化 SIW 天线。该天线在 SIW 顶层开 4 个交叉缝隙形成辐射结构,为了展宽其工作频率带,在 SIW 腔体内加入 2 个加扰铜柱,天线和微带之间采用渐变线进行阻抗过渡。本仿真结果可知天线的轴比带宽达到了 370 MHz,在 24.00 ~ 24.25 GHz 频带内,轴比小于 3 dB,天线增益达到 8.6 dBi。

[参 考 文 献]

- [1] SIMMONS A. Circularly polarized slot radiators [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 1957, 5(1):31-36. DOI:10.1109/TAP.1957.1144463.
- [2] MONTISCI G, MUSA M, MAZZARELLA G. Waveguide slot antennas for circularly polarized radiated field [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, 52(2):619-623. DOI:10.1109/TAP.2004.823873.
- [3] SARHADI K, SHAHABADI M. Wideband substrate integrated waveguide power splitter with high isolation [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2010, 4(7):817-821. DOI:10.1049/iet-map.2009.0413.
- [4] CAO L, QIU S, XU F, et al. A compact bandpass SIW filter with transmission zero at lower frequency [C] //2016 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB). Nanjing: IEEE, 2016: 1-3. DOI:10.1109/ICUWB.2016.7790552.
- [5] YANG Q L, BAN Y L, LIAN J W, et al. SIW butler matrix with modified hybrid coupler for slot antenna array [J]. IEEE Access, 2016, 4: 9561-9569. DOI:10.1109/ACCESS.2016.2645938.
- [6] 陈鹏, 洪伟, 崩振起, 等. 低副瓣基片集成波导缝隙阵圆极化天线 [J]. 电波科学学报, 2009, 24(3):440-445. DOI:10.13443/j.cjors.2009.03.029.
- [7] 张建国, 钱祖平, 关东方. 基片集成波导双圆极化贴片天线的设计与实现 [J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016, 14(1):76-80. DOI:10.11805/TKYDA201601.0076.
- [8] 苏丹, 朱永忠, 任萃. 新型 HMSIW 右旋圆极化缝隙天线的研究与设计 [J]. 科学技术与工程, 2015, 15(29): 140-144.
- [9] XU J F, CHEN Z N, QING X M. CPW center-fed single-layer SIW slot antenna array for automotive radars [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(9):4528-4536. DOI:10.1109/TAP.2014.2330587.
- [10] AQLAN B, VETTIKALLADI H, ALKANHAL M A S. High gain SIW-based antenna with superstrate for automotive radar applications [C] //Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC). Loughborough: IEEE, 2016: 1-5. DOI: 10.1109/LAPC.2016.7807553.
- [11] DESLANDES D, WU K. Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(6):2516-2526. DOI:10.1109/TMTT.2006.875807.
- [12] 闫润卿, 李英惠. 微波技术基础 [M]. 2 版. 北京: 北京理工大学出版社, 1997.
- [13] COHN S B. Slot line on a dielectric substrate [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1969, 17(10):768-778. DOI:10.1109/TMTT.1969.1127058.
- [14] KIMB S, LEE J W, KIMK S, et al. PCB substrate integrated waveguide-filter using via fences at millimeter-wave [C] //IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Texas: IEEE, 2004: 1097-1100. DOI:10.1109/MWSYM.2004.1339176.
- [15] XU F, WU K, HONG W. Domain decomposition FDTD algorithm combined with numerical TL calibration technique and its application in parameter extraction of substrate integrated circuits [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(1):329-338. DOI:10.1109/TMTT.2005.860503.
- [16] DESLANDES D, WU K. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(2):593-596. DOI:10.1109/TMTT.2002.807820.

(责任编辑 朱雪莲 英文审校 黄振坤)