

基于槽线的圆极化漏波天线研究

王亨辉, 孙 胜*

(电子科技大学电子科学与工程学院, 四川成都 611731)

摘要: 本文基于槽线结构提出了一种具有前后向扫描能力的圆极化漏波天线。每个漏波单元由槽线及两根条带上加载的 4 个短路槽组成。每个短路槽的长度是侧射频率对应的半个导波波长, 以实现前后向连续的波束扫描特性。通过设计每个短路槽的加载位置以及与传播方向的夹角, 实现了漏波天线的圆极化特性。为了验证所设计的圆极化漏波天线的有效性, 本文设计并加工了一款侧射频率为 10 GHz 的天线原型。仿真和测量结果都表明, 该天线具有良好的圆极化特性和波束扫描能力。在 9~11 GHz 的频率范围内, 该天线在上半空间为左旋圆极化, 实现了 $-27^\circ \sim +25^\circ$ 的扫描范围, 增益变化为 7.0~10.9 dBic; 对称地, 该天线在下半空间为右旋圆极化, 实现了 $-153^\circ \sim \pm 180^\circ \sim +155^\circ$ 的扫描范围, 增益变化为 8.4~12.3 dBic。与同类型的天线相比, 本文提出的圆极化漏波天线具有更简单的单平面结构, 且所采用的短路槽设计, 实现了较低的通带内传输系数。

关键词: 圆极化天线; 漏波天线; 周期结构; 连续波束扫描; 槽线

基金项目: 国家自然科学基金(No.61971115, No.61721001)

中图分类号: TN822.6

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)05-1442-08

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

DOI: 10.12263/DZXB.20220757

Research on Circularly Polarized Leaky-Wave Antenna Based on Slotline

WANG Heng-hui, SUN Sheng*

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

Abstract: In this article, a circularly polarized leaky-wave antenna with beam-scanning from backward to forward is proposed based on the slotline structure. Each leaky-wave unit cell consists of a slotline and four short-ended slots loaded on the two strips. To realize the property of backward-to-forward beam scanning, the length of each short-ended slot is about half of the guided wavelength at the broadside frequency. By designing the location of the short-ended slots as well as the angle between the short-ended slot and the propagation direction of the guided wave, the circularly polarized ability is obtained. As a validation of the proposed circularly polarized leaky-wave antenna, a prototype with broadside frequency of 10 GHz is designed and fabricated. Both the simulated results and the measured results show that this antenna exhibits good properties of circular polarization and beam scanning. The measured results suggest that this antenna exhibits left-handed circular polarization in the upper-half space above the antenna plane, and scans from -27° to $+25^\circ$ with gain variation of 7.0 to 10.9 dBic as the frequency varies from 9 GHz to 11 GHz. Symmetrically, this antenna features right-handed circular polarization in the lower-half space below the antenna plane, with beam scanning from -153° through $\pm 180^\circ$ to $+155^\circ$ and gain variation of 8.4~12.3 dBic. Compared with the reported antennas, the proposed circularly polarized leaky-wave antenna features a simple configuration. Meanwhile, the proposed design based on the short-ended slot achieves a low transmission coefficient in the working band.

Key words: circularly polarized antenna; leaky-wave antenna; periodic structure; seamless beam scanning; slotline

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.61971115, No.61721001)

1 引言

平面漏波天线(Planar Leaky-Wave Antenna)以其结构简单、低轮廓以及波束随频率扫描等优点而受到广泛关注^[1-5]. 根据漏波单元的结构特性,漏波天线可以分为3类,包括均匀结构^[6-8]、准均匀结构^[9,10]及周期结构^[11,12]. 基于准均匀结构和周期结构的漏波天线,由于可以实现连续的后向到前向的波束扫描而得到了更多研究者的关注. 在周期结构漏波天线中,由于开阻带(Open-Stop Band)现象的存在,基于此的漏波天线在扫描到侧射方向时,天线的反射系数严重恶化,增益也骤降^[13]. 因此,为了解决这个问题,学者们提出了很多有效的方法,包括引入匹配枝节^[14]、匹配槽^[15],采用相位反转方法^[16],或者引入不对称性^[17]等.

相比线极化天线,圆极化天线具有抗干扰能力强、抗法拉第旋转效应以及极化匹配容易等特点,被广泛应用于无线通信系统与卫星导航中^[18-21]. 圆极化的漏波天线结合了漏波天线与圆极化天线的优点,在卫星通信领域具有更广阔的应用前景^[22,23]. 目前,所报道的圆极化漏波天线大多基于复合左右手(Composite Left/Right-Handed, CRLH)传输线结构^[24-26]. 在这种结构中,为了实现左手传输特性,一般需要在结构中周期性地引入通孔来产生并联的电感效应,极大地增加了设计的复杂性与天线成本. 文献[27]中提出了一款基于微带线的圆极化周期漏波天线,该天线结构简单,每个漏波单元包括一对开路枝节,两个枝节相互垂直以实现圆极化特性. 但是由于开路枝节的辐射效率较低,因此较多的能量传输到了天线终端而被匹配负载吸收,只有少量能量被辐射出去.

针对以上问题,本文基于槽线提出了一种圆极化周期漏波天线的设计方法. 每个漏波单元由槽线及刻蚀在两根条带上的两对短路槽组成,通过在两个周期上对称地加载两对馈电相位差 90° 、相互垂直的短路槽实现了圆极化特性,两对短路槽之间的距离为 $3/2$ 个周期长度. 通过调节每个短路槽与天线纵向、轴向间的夹角,优化了天线的轴比. 最后的仿真测试结果表明,该天线在工作频率 $9\sim 11$ GHz范围内辐射了超过 90% 的能量,辐射波束在上半空间为左旋圆极化(Left-Handed Circular Polarization, LHCP),在下半空间为右旋圆极化(Right-Handed Circular Polarization, RHCP).

2 漏波天线设计与分析

2.1 漏波天线单元工作原理

图1(a)所示的是传统线极化周期漏波天线的单元结构. 该单元为槽线结构,单元周期为 p ,在其中一根条带上加载有沿 x 轴方向横向短路槽,槽长为 l_s ,槽宽为 w_s . 周期漏波天线一般利用 $n = -1$ 次空间谐波产生辐

射,因此槽长 l_s 设计为侧射频率处的半个导波波长,单元周期 p 设计为侧射频率处的一个导波波长^[15]. 因为横向槽中电场始终沿 y 轴方向,因此该漏波天线为线极化. 本文提出的初始单元结构如图1(b)所示,每个单元包括两个长度为 $\lambda_g/2$ 、相互垂直的谐振槽,由槽线给两个谐振槽馈电,馈电位置相距 $\lambda_g/4$,以保证两个谐振槽馈电相位相差 90° . 由于加载的短路槽长度为中心频率时的半个波导波长,因此短路槽相当于在传输线上引入了一个串联的谐振电路,谐振频率即为中心频率. 每个谐振槽可以等效成一个串联辐射电阻 R_r 、串联电感 L_r 和串联电容 C_r ,整个初始漏波单元的等效电路模型如图1(c)所示. 所提出的天线单元位于 xOy 平面, z 轴垂直于纸面向外. 在分析 $z > 0$ 的区域时,槽1与槽2等效成两个相互正交的磁流源,两个正交的等效磁流源分别通过下式得到:

$$\mathbf{J}_{s1}^m = 2\mathbf{E}_1 \times \mathbf{e}_z \quad (1)$$

$$\mathbf{J}_{s2}^m = 2\mathbf{E}_2 \times \mathbf{e}_z \quad (2)$$

其中, \mathbf{E}_1 和 \mathbf{E}_2 分别表示槽1与槽2中的电场强度; \mathbf{e}_z 为沿 z 轴方向的单位矢量.

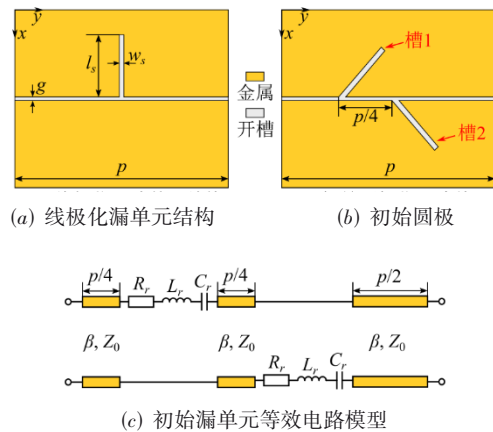


图1 漏波天线单元结构

对应地, \mathbf{J}_{s1}^m 在 $z > 0$ 区域产生的远区电场为

$$E_1(\theta) \propto \frac{\cos[(\pi/2)\sin\theta]}{\cos\theta} \quad (3)$$

电磁波沿 $\varphi = 45^\circ$ 平面为线极化.

\mathbf{J}_{s2}^m 在 $z > 0$ 区域产生的远区电场为

$$E_2(\theta) \propto \frac{\cos[(\pi/2)\sin\theta]}{\cos\theta} \quad (4)$$

电磁波沿 $\varphi = -45^\circ$ 平面为线极化.

由于槽2的馈电相位滞后槽1为 90° ,所以两个正交磁流源的远区场叠加形成左旋圆极化波. 当分析 $z < 0$ 的区域时,由于平面法向由 z 轴正方向变为 z 轴负方向,式(1)与式(2)中的 \mathbf{e}_z 变为 $-\mathbf{e}_z$,所以得到的等效磁流源反向,最终导致 $z < 0$ 区域内,辐射电磁波为右旋圆

极化.

图2中展示了 $z > 0$ 区域内每隔1/4时间周期初始漏波单元中槽上的电场分布图以及电场叠加示意图. 可以看到, 在一个时间周期内, 两个槽内电场的同向叠加场随着时间变化而顺时针旋转, 形成左旋圆极化波, 如图中黑色实线箭头所示. 但是在正交方

向上, 两个槽中的反相场并没有相互抵消, 而是沿 x 轴方向组成了一对等幅反相二元阵, 其阵因子AF表示为

$$AF = \sin\left(\frac{d_r}{2} \sin \theta \cos \varphi\right) \quad (5)$$

其中, d_r 表示两个槽沿 x 方向的电距离.

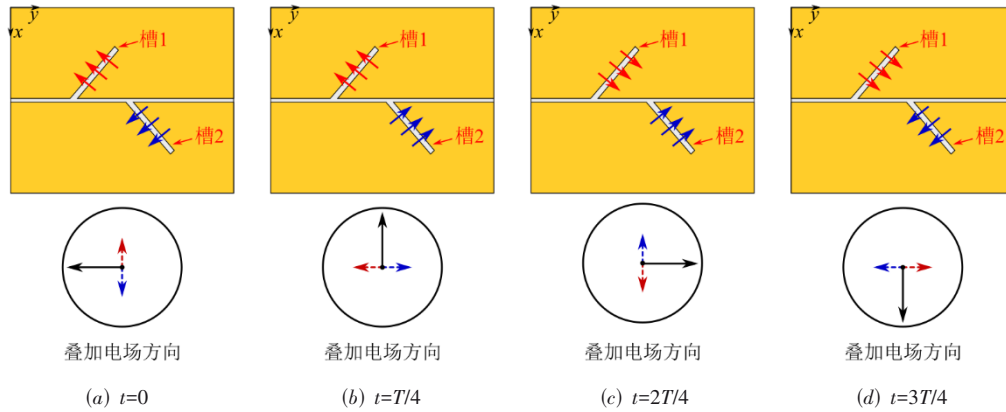


图2 初始漏波单元上每隔1/4时间周期的电场分布图

根据式(5)可以发现, 两个槽组成的等幅反相二元阵在 $\varphi = 90^\circ$ 平面为辐射零点, 但是当远离 $\varphi = 90^\circ$ 平面时, 依然会产生辐射. 这一对反相二元阵中的电场方向随着时间的变化而逆时针旋转, 形成右旋圆极化波, 如图2中红色和蓝色虚线箭头所示. 由于在 $z > 0$ 区域内, 电磁波主极化为左旋圆极化, 因此这一对反相二元阵引入了很大的交叉极化, 如图3(a)所示. 同时可以看到, 在 xOz 平面上主波束辐射角度偏离到了 $\theta = 15^\circ$, 这是由于槽1与槽2产生的辐射不对称.

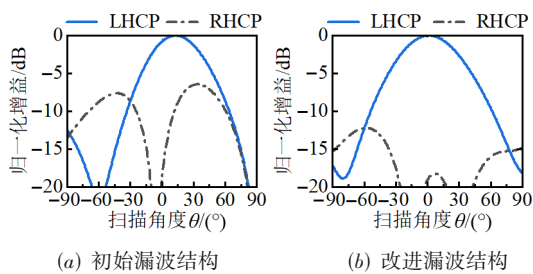


图3 初始漏波单元和改进漏波单元在 xOz 平面 $z > 0$ 区域的辐射方向图

2.2 改进的漏波天线单元设计

为了改善主波束偏离问题以及过大的交叉极化问题, 在初始圆极化漏波单元的基础上, 我们提出了改进的圆极化漏波单元, 如图4所示.

该单元由两个轴对称的周期组成, 即一个漏波单元长度为侧射频率处的两个导波波长相. 槽1与槽2间距 $p/4$, 槽2与槽3间距 $5p/4$, 槽3与槽4间距 $p/4$. 所以, 在侧射频率时, 槽1与槽3的馈电相位差 180° . 又因为两

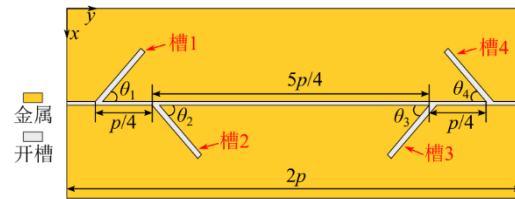


图4 改进漏波单元结构图

个槽分别位于两根条带上, 所以槽1与槽3中的电场方向相同. 同样地, 槽2与槽4中的电场方向也相同. 因此, 该漏波单元与初始漏波单元具有相同的工作原理. 改进漏波单元中左半周期槽上的电场分布图以及电场叠加示意图与图2相同, 右半周期槽上的电场分布图以及电场叠加示意图如图5所示.

因为槽4与槽1位于同一侧, 所以电场都用红色箭头表示, 同理槽3与槽2中电场都用蓝色箭头表示. 在改进的周期单元中, 左半周期与右半周期沿 y 轴方向组成了一个二元阵. 对比图5与图2可以发现, 左半周期与右半周期的主极化场是同相叠加的, 而左半周期与右半周期的交叉极化场反相叠加. 因此, 交叉极化场在 $\varphi = 0$ 平面也为辐射零点, 所以在改进的漏波单元中, 交叉极化得到抑制. 图3(b)所示的是改进漏波单元在 xOz 平面 $z > 0$ 区域的辐射方向图. 对比图3(a)可以发现, 天线在 $z > 0$ 区域的交叉极化得到明显抑制. 因为天线在 $z < 0$ 区域辐射右旋圆极化电磁波, 所以这也意味着该右旋极化波束的副瓣得到抑制. 同时, 从图3(b)中可以看到, 由于结构的轴对称特性, 在 xOz 平面上主波束辐射角度得到纠正, 指向 $\theta = 0^\circ$ 方向.

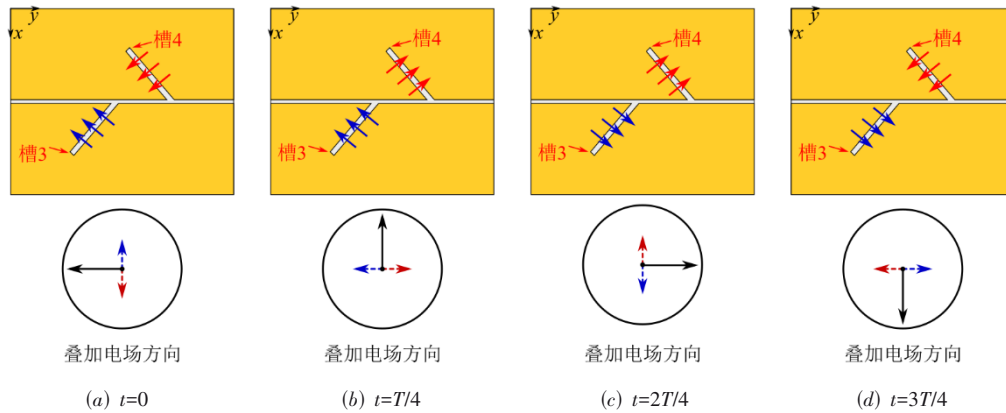


图5 改进的漏波单元右半部分每隔1/4时间周期的电场分布图

在改进的漏波单元中,槽1、槽2、槽3、槽4与y轴方向的初始夹角 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 、 θ_4 都为 45° . 当侧射频率设计为10 GHz时,漏波天线在频率范围9~11 GHz的轴比如图6中虚线所示. 从图中可以看出,在9~10 GHz的频率范围内,天线轴比较差.

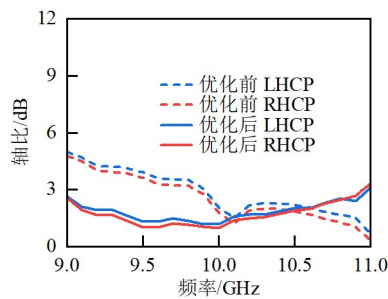


图6 改进漏波单元短路槽倾角优化前后的轴比

针对这一现象,对改进漏波单元的槽倾角进行了优化. 由于槽与槽之间的馈电相位差是通过控制传输线的电长度实现的,因此只能在相对较窄的频率范围内实现相移 90° . 当天线工作频率偏离中心频率时,天线轴比会发生恶化,因此为了尽可能实现对称的波束扫描,需要对槽的倾角进行优化. 优化目标是在天线中心频率的邻域内,中心频率处的天线轴比为极小值. 这样当工作频率小于或者大于中心频率时,轴比的变化趋势是相同的,保证了天线前后向对称的扫描能力. 最终优化的槽与y轴方向的夹角为 $\theta_1 = 55^\circ$, $\theta_2 = 50^\circ$, $\theta_3 = 55^\circ$, $\theta_4 = 50^\circ$,优化后的天线轴比如图6中实线所示. 可以看到,天线轴比在侧射频率10 GHz时最小,随着频率远离侧射频率,轴比会有所增加,但是轴比在整个工作频段9~11 GHz范围内基本都在3 dB以内.

2.3 漏波天线设计

本文设计的漏波天线基于罗杰斯R03010介质基板,相对介电常数为10.2,损耗角正切为0.003 5,基板厚度为0.635 mm. 天线中心工作频率为10 GHz,槽线的

槽宽定为 $g = 0.2$ mm,加载的短路槽宽为 $w_s = 0.5$ mm. 则对应的波导波长可根据下式计算^[28]:

$$\lambda_g = \lambda_0 [0.923 - 0.448 \log \epsilon_r + 0.2g/h - (0.29g/h + 0.047)(\log(h/\lambda_0 \times 10^2))] \quad (6)$$

其中, λ_0 为空气中波长; h 为介质基板厚度, g 为槽宽.

对于主传输线而言,槽宽为0.2 mm,利用式(6)计算得到波导波长为 $\lambda_{g1} = 14.7$ mm;对于加载的短路槽而言,槽宽为0.5 mm,计算得到波导波长为 $\lambda_{g2} = 16.2$ mm. 因此,单元周期长度 p 和加载的短路槽长度 l_s 可以计算为

$$p = \lambda_{g1} \quad (7)$$

$$l_s = \lambda_{g2}/2 \quad (8)$$

计算的漏波单元参数理论值如表1所示.

表1 漏波单元尺寸参数 单位:mm

参数	g	p	l_s	w_s
理论值	0.2	14.7	8.1	0.5
优化值	0.2	14.9	8.2	0.5

基于理论参数建模,利用全波仿真分析可以得到漏波单元的ABCD矩阵,假设4个分量分别为A、B、C和D. 根据Bloch-Floquet周期性原理^[29],漏波单元的传播常数 γ 可以表示为

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{p} \operatorname{arccosh} \left(\frac{A+D}{2} \right) \quad (9)$$

其中, α 为衰减常数; β 为相位常数.

Bloch阻抗 Z_B 表示漏波结构中的波阻抗,可以利用下式计算:

$$Z_B^\pm = \frac{-2BZ_0}{2A - A - D \mp \sqrt{(A+D)^2 - 4}} \quad (10)$$

其中, Z_0 表示主传输线的特征阻抗.

根据理论参数得到的漏波单元色散关系和Bloch阻抗如图7所示. 可以看到,此时的中心频率约为10.2 GHz,且Bloch阻抗在中心频率处有较大的变化.

为了降低单元的中心频率到 10.0 GHz 以及平滑中心频率处的 Bloch 阻抗,对理论参数进行了优化,优化结果如表 1 所示. 从图 7 中所示的结果可以看到,优化后的中心频率为 10.0 GHz,且 Bloch 阻抗在整个工作频带内接近平稳变化.

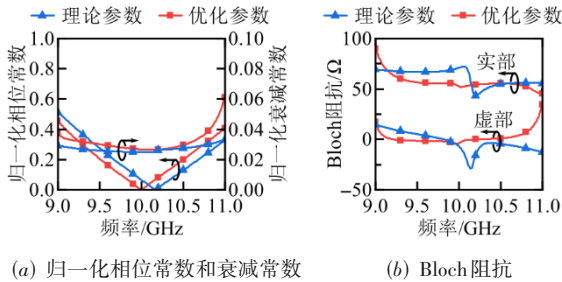


图 7 漏波单元的色散关系及 Bloch 阻抗

通过表 1 可以看出,周期长度 p 与短路槽长度 l_s 的理论值与优化值相比,误差小于 2%. 因此,式(6)~(8)可以有效用于指导漏波单元的参数建模.

3 实测结果与讨论

最后的漏波天线由 6 个漏波单元及两端的馈电部分组成. 天线加工实物图及馈电部分示意图如图 8 所示. 天线馈电部分包括一段特征阻抗为 50Ω 的微带传输线以及一个微带-槽线转换器,把微带传输模式转换为槽线模式,然后馈入主体天线结构. 天线两端接有 End Launch 连接器,在测试天线散射参数时,天线两端分别接矢量网络分析仪的两个端口;天线的辐射方向图利用多探头天线测量系统 Satimo 测得,在测试时,天线一端通过同轴电缆连接馈源对天线进行馈电,另一端接 50Ω 匹配负载以吸收剩余能量.

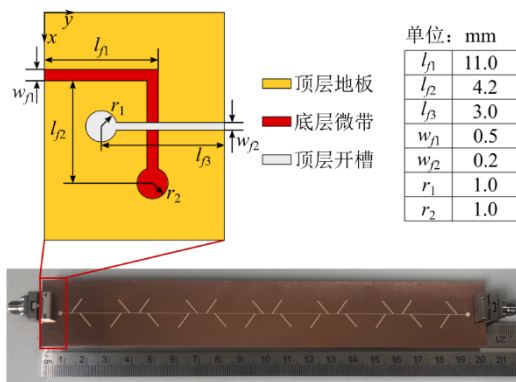


图 8 天线实物图及馈电部分示意图

图 9 显示了天线仿真(红色实线)和测试(蓝色虚线)的反射系数与传输系数. 可以看到,在整个频带范围内,传输系数的测试结果与仿真结果相吻合,而反射系数的测试与仿真结果有较大差异,可能是由于 End

Launch 连接器与天线相接时引入了寄生电容,导致阻抗匹配效果变差. 测量的传输系数模值 $|S_{21}|$ 在整个工作频段 9~11 GHz 范围内都小于 -10 dB,说明只有不到 10% 的能量会传输到终端,被 50Ω 匹配负载吸收. 图 10 为仿真与测试的漏波天线的增益与轴比随频率变化的曲线,可以看到,由于实际采用的介质损耗较大,天线的实测增益略小于仿真增益. 天线的右旋圆极化增益略大于左旋圆极化增益,主要是由于槽线下面的介质基板对电磁波的束缚作用更强,下半空间的增益会略大于上半空间. 天线仿真与测试的轴比相一致,轴比除了在 9 GHz 和 11 GHz 左右略大于 3 dB,在其他整个频段范围内都在 3 dB 以内.

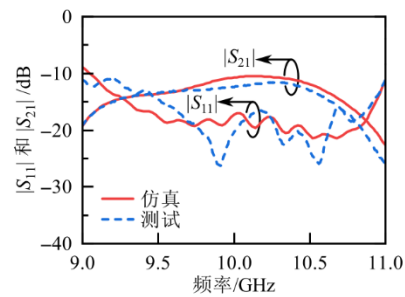


图 9 天线仿真和测试的反射系数与传输系数

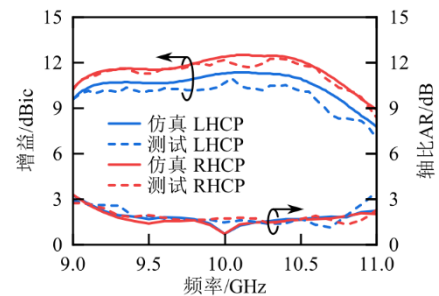


图 10 天线仿真和测试的增益与轴比

图 11 所示的是天线工作在 10 GHz 时仿真得到的左旋圆极化与右旋圆极化 3D 辐射方向图. 从图中可以看出,所提出的圆极化漏波天线在 $z > 0$ 区域内辐射左旋电磁波,在 $z < 0$ 区域内辐射右旋电磁波.

图 12 给出了天线在侧射频率 10 GHz 时 xOz 面的归一化方向图. 可以明显地看到,天线在 $z > 0$ 区域为左旋

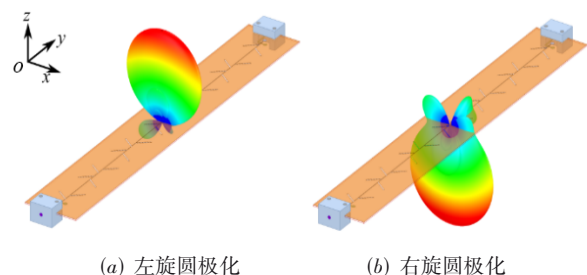


图 11 所提出漏波天线的 3D 仿真方向图

圆极化,在 $z < 0$ 区域为右旋圆极化. 为了验证天线辐射波束随频率扫描的特性,图 13 给出了天线在 yOz 面 $z > 0$ 区域扫描的仿真和测试结果,分别用实线和点划线表示. 可以看出,随着频率从 9 GHz 到 10 GHz,天线的辐射方向从 -27° 变化到 0° ,过了 10 GHz,天线的辐射方向从 0° 逐渐变化到 11.0 GHz 的 $+25^\circ$. 对称地,图 14 给出了天线在 yOz 面 $z < 0$ 区域扫描的仿真和测试结果. 随着频率从 9 GHz 到 10 GHz,天线的辐射方向从 -153° 变化到 $\pm 180^\circ$,过了 10 GHz,天线的辐射方向从 $\pm 180^\circ$ 逐渐变化到 11.0 GHz 的 $+155^\circ$.

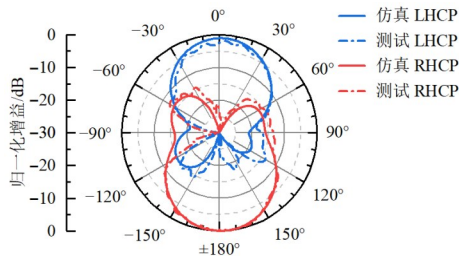


图 12 侧射频率 10 Hz 时天线在 xOz 面的归一化方向图

表 2 给出了本文天线与已报道的圆极化漏波天线的对比. 可以发现,已有的圆极化漏波天线大多是基于基片集成波导或者 CRLH 传输线结构的,结构较复杂. 而基于微带线的具有简单结构的圆极化周期漏波天线,却因辐射效率较低而大部分能量被负载吸收. 本文

表 2 本文所设计天线与已有圆极化漏波天线的对比

对比文献	天线结构类型	天线长度/ λ_z	工作频率/GHz	扫描角度/ $^\circ$	增益变化/dBic	是否需要销钉	通带内传输系数 $ S_{21} /dB$
文献[22]	SIW 周期结构	7.5	2.75 ~ 3.35	$-34.3 \sim +31.5$	10 ~ 13	是	低于-10
文献[23]	SIW 周期结构	13.2	10 ~ 14	$-40 \sim +25$	4.1 ~ 11.8	是	低于-4
文献[24]	SIW CRLH 结构	7.7	4.20 ~ 4.85	$-25 \sim +26$	0.1 ~ 2.5	是	低于-2
文献[26]	SIW CRLH 结构	5.9	7.35 ~ 10.15	$-19 \sim +84$	0 ~ 8.95	是	低于-2
文献[27]	MSL 周期结构	9.9	19.0 ~ 29.5	$-46 \sim +22$	7.5 ~ 10.58	否	低于-3.2
本文	槽线周期结构	13.3	9 ~ 11	$-27 \sim +25$ $-153 \sim \pm 180 \sim +155$	7.0 ~ 10.9 8.4 ~ 12.3	否	低于-11.6

注:SIW 为基片集成波导(Substrate Integrated Waveguide),MSL 为微带线(Microstrip Line).

4 结束语

本文基于槽线提出了一种具有前后向波束扫描能力的圆极化周期漏波天线. 该天线结构简单,由槽线及周期性地刻蚀一系列短路槽组成. 由于是单平面结构,该天线能够更好地与有源或无源器件集成. 仿真和测试结果表明,该天线在上半空间产生左旋圆极化辐射,在下半空间产生右旋圆极化辐射,在上下空间各覆盖 52° 的扫描角度. 针对不同的应用场景,可以通过在天线正面或背面加反射板来实现具有更高增益的单波束右旋或者左旋圆极化辐射. 本文所提天线可用于卫星

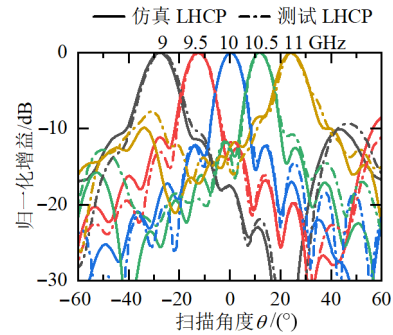


图 13 天线在 yOz 面 $z > 0$ 区域的扫描图

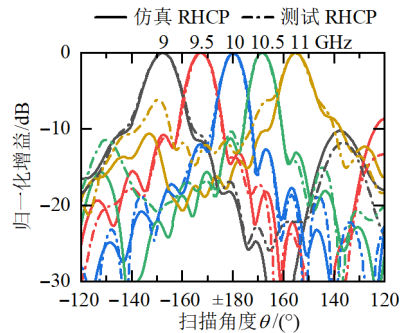


图 14 天线在 yOz 面 $z < 0$ 区域的扫描图

提出的漏波天线在简单的槽线结构上,实现了前后向的圆极化辐射,具有较低的通带内传输系数.

通信与车载雷达等场合. 卫星通信传播距离远,信道环境复杂,需要天线的抗雨雾等干扰,而本文提出的圆极化漏波天线具有抗干扰能力强、抗法拉第旋转效应以及极化易匹配的特点,可以提高卫星通信中数据传输的稳定性与可靠性. 同时,由于漏波天线相比相控阵等其他类型的扫描天线,结构简单,成本低廉,所以为车载雷达提供了一种低成本的解决方案.

参考文献

[1] ERMERT H. Guiding and radiation characteristics of planar waveguides[J]. IEEE Journal on Microwaves, Optics

- and Acoustics, 1979, 3(2): 59.
- [2] MENZEL W. A new travelling wave antenna in microstrip [C]//1978 8th European Microwave Conference. Piscataway: IEEE, 2007: 302-306.
- [3] ABIELMONA S, NGUYEN H V, CALOZ C. Analog direction of arrival estimation using an electronically-scanned CRLH leaky-wave antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(4): 1408-1412.
- [4] RANJAN R, GHOSH J. SIW-based leaky-wave antenna supporting wide range of beam scanning through broadside [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(4): 606-610.
- [5] XIE D P, ZHU L, ZHANG X. An EH₀-mode microstrip leaky-wave antenna with periodical loading of shorting pins[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(7): 3419-3426.
- [6] 徐善驾, 曾祥银. 新型NRD波导漏波天线特性分析[J]. 电子学报, 2000, 28(6): 78-81.
XU S J, ZENG X Y. Analysis of characteristics for novel NRD-guide leaky wave antenna[J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(6): 78-81. (in Chinese)
- [7] 曾祥银, 徐善驾. NRD波导缝隙天线中横向辐射现象的研究[J]. 电子学报, 2003, 31(3): 455-458.
ZENG X Y, XU S J. Investigation on transverse radiation phenomenon of NRD guide slot antenna[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(3): 455-458. (in Chinese)
- [8] CHENG G F, TZUANG C K C. A differentially excited coupled half-width microstrip leaky EH₁ mode antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(12): 5885-5892.
- [9] ZHANG P F, ZHU L, SUN S. Second higher-order-mode microstrip leaky-wave antenna with I-shaped slots for single main beam radiation in cross section[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67(10): 6278-6285.
- [10] LIU J H, JACKSON D R, LONG Y L. Substrate integrated waveguide (SIW) leaky-wave antenna with transverse slots[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(1): 20-29.
- [11] LYU Y L, LIU X X, WANG P Y, et al. Leaky-wave antennas based on noncutoff substrate integrated waveguide supporting beam scanning from backward to forward[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64(6): 2155-2164.
- [12] ZHOU W L, LIU J H, LONG Y L. Investigation of shorting vias for suppressing the open stopband in an SIW periodic leaky-wave structure[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(6): 2936-2945.
- [13] PAULOTTO S, BACCARELLI P, FREZZA F, et al. A novel technique for open-stopband suppression in 1-D periodic printed leaky-wave antennas[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(7): 1894-1906.
- [14] WANG H H, SUN S, XUE X H. A periodic meandering microstrip line leaky-wave antenna with consistent gain and wide-angle beam scanning[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2022, 32(7): e23162.
- [15] WANG H H, SUN S, XUE X H. A periodic CPW leaky-wave antenna with enhanced gain and broadside radiation [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2022, 21(4): 676-680.
- [16] YANG N, CALOZ C, WU K. Full-space scanning periodic phase-reversal leaky-wave antenna[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(10): 2619-2632.
- [17] OTTO S, CHEN Z C, AL-BASSAM A, et al. Circular polarization of periodic leaky-wave antennas with axial asymmetry: Theoretical proof and experimental demonstration[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(4): 1817-1829.
- [18] 伍裕江, 聂在平, 乐铁军. 基于极化可重构天线的天线选择方案[J]. 电子学报, 2007, 35(12): 2252-2257.
WU Y J, NIE Z P, LE T J. Antenna selection scheme based on polarization reconfigurable antenna[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(12): 2252-2257. (in Chinese)
- [19] 褚庆昕, 蔺炜, 林伟鑫, 等. 具有紧凑馈电网络的宽带四臂螺旋天线[J]. 电子学报, 2013, 41(4): 722-726.
CHU Q X, LIN W, LIN W X, et al. Broadband quadrifilar helix antenna with compact feeding network[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(4): 722-726. (in Chinese)
- [20] 全旭林, 李融林. 一种宽带全向圆极化天线[J]. 电子学报, 2014, 42(1): 187-190.
QUAN X L, LI R L. A broadband omnidirectional circularly polarized antenna[J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(1): 187-190. (in Chinese)
- [21] 罗艺, 柳志荣. 小型圆极化天线的交叉极化抑制方法研究[J]. 电子学报, 2021, 49(12): 2490-2496.
LUO Y, LIU Z R. Methods of suppressing cross polarization for a miniaturised circularly polarised antenna[J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49(12): 2490-2496. (in Chinese)
- [22] CHEN S L, KARMOKAR D K, QIN P Y, et al. Polarization-reconfigurable leaky-wave antenna with continuous

beam scanning through broadside[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(1): 121-133.

- [23] LYU Y L, MENG F Y, YANG G H, et al. Periodic SIW leaky-wave antenna with large circularly polarized beam scanning range[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 2493-2496.
- [24] LEE H, CHOI J H, WU C T M, et al. A compact single radiator CRLH-inspired circularly polarized leaky-wave antenna based on substrate-integrated waveguide[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(10): 4566-4572.
- [25] RAHMANI M H, DESLANDES D. Backward to forward scanning periodic leaky-wave antenna with wide scanning range[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(7): 3326-3335.
- [26] SABAH M M, HEIDARI A ALI, MOVAHHEDI M. A compact CRLH circularly polarized leaky-wave antenna based on substrate-integrated waveguide[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(9): 4407-4414.
- [27] XI B, XIAO Y, LI Y X, et al. A periodic mirror-reflected circular-polarized leaky wave antenna with dual-beam scanning in dual polarization types[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(4): 3034-3039.
- [28] GARG R, BAHL I, BOZZI M. Microstrip Lines and Slotlines[M]. 3rd ed. Norwood: Artech House, 2013.
- [29] POZAR D M. Microwave Engineering[M]. 2nd ed. New York: Wiley, 1998.

作者简介



王亨辉 男,1995年11月生,山东滨州人。现为电子科技大学博士研究生。主要研究方向为周期结构、漏波天线设计与馈电网络设计。

E-mail: henghui_wang@126.com



孙胜 男,1980年3月生,陕西西安人。现为电子科技大学教授,博士生导师。主要研究方向为电磁场理论与数值方法、微波毫米波理论与技术、天线理论与技术等。中国电子学会会员编号:E190014062S。

E-mail: sunsheng@uestc.edu.cn