

DOI: 10.11830/ISSN.1000-5013.201702058



新型变形开口方环频率选择表面 圆极化器的分析与仿真

汤炜, 袁良昊, 谢姣姣

(华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 厦门 361021)

摘要: 基于开口方形环频率选择表面(FSS),设计一款新型圆极化器,将线极化波转换为圆极化波.在圆极化器中加入串联双 H 型耦合枝节,利用有限元仿真软件 Ansoft HFSS 对圆极化器参数进行仿真和优化.结果表明:3 dB 轴比的圆极化器带宽达到 25.6%,其中,870~1 080 MHz 频带内轴比都小于 2 dB, $S_{2,1}$ 都维持在 -1.7 dB 以上,圆极化器对馈源天线几乎不存在影响;相比于传统圆极化器,设计的圆极化器具有工作频带宽、结构层数少、模型简单及性能稳定等优点.

关键词: 开口方环; 频率选择表面; 圆极化; 轴比

中图分类号: TN 821.1

文献标志码: A

文章编号: 1000-5013(2018)05-0744-06

Analysis and Simulation of Novel Circular Polarization Converter in Split-Rectangle-Ring Frequency Selective Surface

TANG Wei, YUAN Lianghao, XIE Jiaojiao

(College of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Xiamen 361021, China)

Abstract: Based on split-rectangle-ring frequency selective surface (FSS), a novel circular polarization converter is designed which can convert linearly polarized wave into circularly polarized wave. This converter is with a H coupling stub. Then, the proposed converter parameters are simulated and optimized by finite element simulation software Ansoft HFSS. The simulation results show that its 3 dB axis ratio bandwidth reach 25.6%. Moreover, the axis ratio of proposed antenna is below 2 dB and the $S_{2,1}$ is above -1.7 dB from 870 to 1 080 MHz. It means that the converter has little influence on feed antenna. Compared to the traditional converters, this circularly polarization converter has advantages like wide band, fewer layers, simpler structure, more stable performance and so on.

Keywords: split-rectangle-ring; frequency selective surface; circular polarization; axial ratio

圆极化波因具有比线极化波更好的抗干扰性和多径收发特性,而被广泛应用于遥感测绘、天文探测、雷达扫描、电子对抗、无线通信及电视广播等领域^[1-2].产生圆极化波方式一般可分为 4 种:单馈法^[3]、多馈法^[4]、多元法^[5]和圆极化器法^[6-7].单馈天线是指采用单点馈电,运用简并模分离法,通过微扰模块产生两个辐射正交极化的简并模;多馈天线是利用多个馈电点激励一对正交简并模实现圆极化,正

收稿日期: 2017-02-23

通信作者: 汤炜(1974-),男,副教授,博士,主要从事吸波材料、天线理论与工程的研究. E-mail: tangwei74@hqu.edu.cn.

基金项目: 福建省自然科学基金资助项目(2015J05127);中央高校基本科研业务费资助项目(14BS206)

交一般由馈电网络实现;多元天线则是在多个不同的单元中激励出幅度相等、相互正交的信号实现天线的圆极化;圆极化器不同于以上 3 种方式,一般由普通线极化天线和频率选择表面^[8]组成,其中,线极化天线发出的线极化电磁波可以分解为水平分量和垂直分量,圆极化器的频率选择表面单元能对这两个分量产生不同的传输特性,使线极化波在透过频率选择表面后,得到幅度近似相等、相位相差 $\pm 90^\circ$ 的水平分量和垂直分量,从而实现天线的圆极化.实现圆极化功能的开口方形环频率选择表面(FSS)单元有多种形式,如耶路撒冷十字型^[9]、折线型^[10]、开口环型^[11-14]等.开口环圆极化器由于结构简单、圆极化效果好等优点成为研究热点.Joyal 等^[10]详细地比较各种开口环型圆极化器的性能,从而进一步展示开口环型结构在实现圆极化方面的多项优势.本文提出新型圆极化器,在较宽的频带内实现圆极化,从而实现更好的阻抗匹配^[15].

1 圆极化基本原理

圆极化器与入射波,如图 1 所示.由图 1 可知:当线极化波沿 z 轴方向传播(即垂直于圆极化器),且电场极化方向与 x 轴成 45° 夹角的方式射入圆极化器时,入射线极化波可以分解成两个大小相同的正交分量.入射波表示为

$$\boldsymbol{E}_{\text{inc}} = \boldsymbol{E}_x + \boldsymbol{E}_y = E_0(\boldsymbol{x} + \boldsymbol{y})\exp(\mathrm{j}kz). \tag{1}$$

式(1)中: $\boldsymbol{E}_{\text{inc}}$ 为入射波; \boldsymbol{E}_x 和 \boldsymbol{E}_y 为入射波分解出的两个正交分量; E_0 为入射电场的梯度; \boldsymbol{x} 和 \boldsymbol{y} 分别为 x 轴和 y 轴单位矢量.圆极化器工作原理,如图 2 所示.由图 2 可知:当入射波穿过频率选择表面时,透射波的电场也可被分解成两个相互正交的线极化分量.透射波的电场表示为

$$\boldsymbol{E}_{\text{out}} = E_0(T_x\boldsymbol{x} + T_y\boldsymbol{y})\exp(-\mathrm{j}kz). \tag{2}$$

式(2)中: T_x 和 T_y 分别为透射波的 x 和 y 分量透射系数.

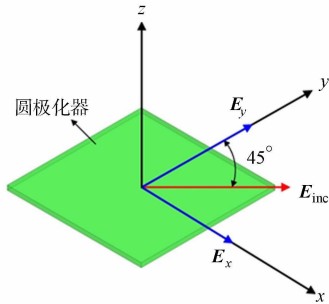


图 1 圆极化器与入射波
Fig. 1 Circular polarization converter and incident wave

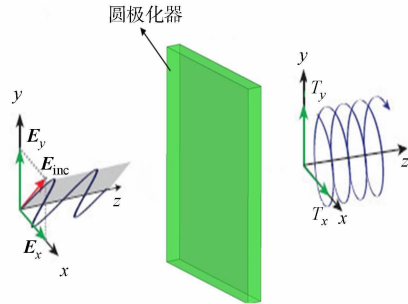


图 2 圆极化器工作原理
Fig. 2 Working principle of circularly polarization converter

设 $T_x = |T_x|\exp(\mathrm{j}\phi_x)$ 和 $T_y = |T_y|\exp(\mathrm{j}\phi_y)$,故透射波的两分量相位差 $\Delta\phi = \phi_x - \phi_y$.如透射波的两个极化分量满足 $\Delta\phi = \pm 90^\circ + 2n\pi$ 和 $|T_x| = |T_y|$,则透射波的两个线极化分量可重新合成为圆极化透射波.其中,当 $\Delta\phi = 90^\circ + 2n\pi$ 时,即 T_x 的相位比 T_y 超前 90° 时,透射波为左旋圆极化(LHCP);当 $\Delta\phi = -90^\circ + 2n\pi$ 时,即 T_y 的相位比 T_x 超前 90° 时,透射波为右旋圆极化(RHCP).根据轴比(AR)的定义,可得

$$\text{AR} = \left[\frac{|\boldsymbol{E}_x|^2 + |\boldsymbol{E}_y|^2 + \sqrt{a}}{|\boldsymbol{E}_x|^2 + |\boldsymbol{E}_y|^2 - \sqrt{a}} \right]^{\frac{1}{2}}, \tag{3}$$

$$a = |\boldsymbol{E}_x|^4 + |\boldsymbol{E}_y|^4 + 2|\boldsymbol{E}_x|^2|\boldsymbol{E}_y|^2\cos(2\Delta\phi). \tag{4}$$

2 开口环圆极化器对比分析

当 FSS 单元模型仅为开口方环结构时,由于模型结构在 x 轴和 y 轴方向一致,透射波的 x 轴分量和 y 轴分量不会产生相位差,故无法实现圆极化,需在 x 轴或 y 轴某一方向上加入耦合枝节,使其中一个透射波分量的相位提前或滞后于另一个方向,并使两分量之间的相位差达到 90° 左右($85^\circ \sim 95^\circ$ 之间),从而实现圆极化.

文献[14]中的圆极化器采用了圆形开口环 FSS,并在 x 轴方向加入条状耦合枝节,使耦合枝节和圆形开口环在 x 轴方向上产生耦合.通过 4 层此 FSS 的共同作用,使透射波的 x 分量和 y 分量的相位差在较宽的频带内维持在 90° 左右,即在较宽的频带内实现圆极化.在中圆形开口环加条状耦合枝节的 FSS 模型的基础上,考虑到方形开口环能与耦合枝节保持固定距离,且耦合强度比圆形开口环大,故将圆形开口环改为方形开口环,并采用串联双 H 型作为耦合枝节.方形开口环会比圆形开口环的圆极化效果更好,有利于缩小圆极化器的体积和层数.另外,在设计 FSS 单元过程中发现:当采用不同形状的耦合枝节时,透射波的 x 分量和 y 分量所产生的相位差度数也不同,因此即使在采用相同大小、厚度和介电常数的介质基板的情况下,也不一定都能产生 90° 左右的相位差.

在同等条件下,对比采用单一横向耦合枝节、加入两个纵向耦合枝节和串联双 H 型耦合枝节的圆极化器(以上模型都是在 x 轴方向上加入耦合枝节),3 种模型单层、双层产生的相位差,如图 3,4 所示.图 3,4 中: $\Delta\phi$ 为相位差.由图 3,4 可知:3 种不同 FSS 单元的圆极化器产生的单层相位差和双层相位差有明显差距;仅由一横向耦合枝节和加入两个纵向耦合枝节的圆极化器,无论单层和双层所产生的相位差明显小于加入串联 H 型耦合枝节圆极化器所产生的相位差,也未达到产生圆极化所需的 90° 左右的相位差,不可能在同等条件下实现圆极化;采用串联双 H 型耦合枝节的圆极化器,能在较宽的工作频带内稳定地产生稳定的 90° 左右的相位差,实现线极化波到圆极化波的转换.

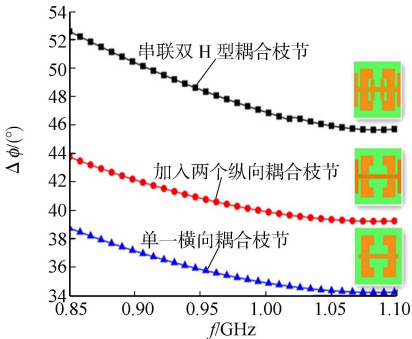


图 3 3 种模型单层产生的相位差
Fig. 3 Phase difference of single layer for three kinds of models

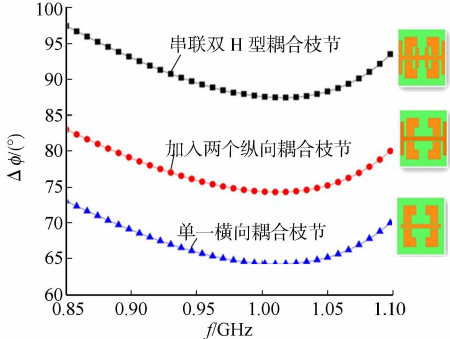


图 4 3 种模型双层产生的相位差
Fig. 4 Phase difference of two layers for three kinds of models

3 圆极化器设计与分析

采用的介质基板为常规的 FR4;厚度 h 为 1.5 mm;介电常数 ϵ_r 为 4.4;正切损耗角 $\tan \sigma=0.02$,文中设计的圆极化器的单层、双层模型,如图 5,6 所示.图 5 中: h 和 L 分别为 FSS 周期单元的厚度和边长; L_o 为开口方环的边长; W_k 为开口方环两开口处的贴片宽度; S_1 和 S_2 分别为开口方环为垂直开口和水平开口的宽度; L_{n1} 和 L_{n2} 分别为双 H 型耦合枝节的长臂和短臂的长度;而 d_1 和 d_2 分别为双 H 型耦合枝节的长臂和短臂与开口方环直接的间距.由图 5,6 可知:FSS 单元在开口环 x 轴方向加入串联的双 H 型耦合枝节;通过 H 型耦合枝节与开口方环在 x 轴方向上形成耦合电感,使透射波的 x 轴分量比 y 轴分量超前 90° 左右相位,从而将线极化波转化为圆极化波.

入射波与圆极化器角度,如图 7 所示.由图 7 可知:当线极化馈源辐射面与圆极化器平行放置,电场极化方向与 x 轴成 45° 时,圆极化器使透射波的 x 轴极化分量和 y 轴极化分量在 850~1 100 MHz 产生 90° 的相位差并保持幅度相等,从而使透射波成为圆极化波.

等效电路图,如图 8 所示.图 8 中: L_1 和 C_1 代表未开口的完整方环的串联谐振电路; C_{sh} 和 C_{sy} 分别代表水平和垂直开口处边缘所形成的电容; R_x, C_y 和 L_x 是模型中串联的双 H 型耦合枝节部分的等效电路; R_s 为将介质板考虑在内的其等效传输线模型(由于电磁波在介质层中传播而介质会对电磁产生损耗,因而等效为电阻 R_s);圆极化器的等效电路是将层与层之间的空气考虑在内的,并由两个单层等效电路级联所构成的.

由图 8 可知: x 轴极化方向的等效电路比 y 轴方向的等效电路少了电容,但多出了电阻和电感.电

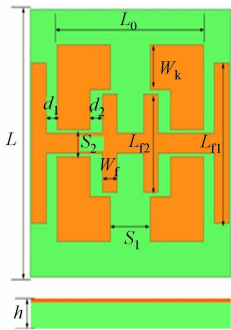


图 5 单层模型

Fig. 5 Model of single layer

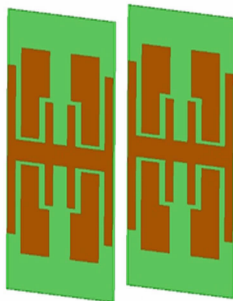


图 6 双层模型

Fig. 6 Model of two layers

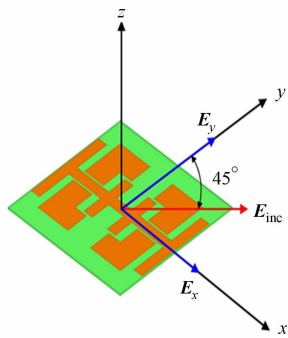


图 7 入射波与圆极化器角度

Fig. 7 Angle of incident wave and polarization converter

抗可以改变透射波的传输相位,当电抗为容性时,传输相位滞后;当电抗为感性时,传输相位超前.因此, x 轴分量的传输相位比 y 轴分量超前;单层单元结构可以使 x 轴极化方向的电场分量比 y 轴极化方向的电场分量超前 47° 左右;双层单元结构可以使 x 轴极化方向的电场分量比 y 轴极化方向的电场分量超前 90° 左右;由于电阻原因, x 轴分量的透射系数要比 y 轴方向分量的透射系数小.

利用 Ansoft HFSS 对所设计的圆极化器进行优化和仿真,圆极化的具体尺寸,如表 1 所示.

表 1 圆极化器模型尺寸

Tab. 1 Dimensions of the circularly polarization converter

mm										
L	h	L_0	W_k	S_1	S_2	d_1	d_2	L_{f1}	L_{f2}	W_f
150	1.5	110	50	30	15	8	9	90	55	11

因为 FSS 为周期结构,为保证仿真结果的合理性和实际性,FSS 单元采用主从边界,端口设置为 Floquet 端口.单层模型和双层模型产生的相位差,如图 9 所示.由图 9 可知:文中设计的圆极化器可在 $850 \sim 1\,100$ MHz 内产生稳定的 90° 左右的相位差.

x 轴极化分量和 y 轴极化分量在单层和双层 FSS 单元时透射系数,分别如图 10,11 所示.图 10,11 中: $S_{2,1}$ 为 S 矩阵中第二行第一列的一个元素.由图 10,11 可知:单层结构和双层结构的透射系数在工作频带内的透射系数都保持在 -3 dB 以上,也即意味着线极化波作为入射波通过 FSS 时,绝大部分能量均透过 FSS.由于双层单元结构的两层之间还有一定高度的空气层,其两层之间会形成一个谐振腔,提高电磁波传输效率,因而双层单元结构的透射系数比单层单元结构的透射系数要好.

由图 11 可知:在 $1.00 \sim 1.15$ GHz 间天线 x 轴分量和 y 轴分量透射系数都逐渐提高;但在 $1.15 \sim 1.20$ GHz 间 y 轴分量透射系数突然骤降,导致透射能量迅速衰减,故出现了先上升后下降的趋势.

加圆极化器前后馈源的增益及反射系数($S_{1,1}$),分别如图 12,13 所示.由图 12 可知:加了圆极化器的馈源增益只在工作频率两端的频段内增益有明显的衰减,在其他工作频率下的增益变化不大.造成这个结果的主要原因有以下 3 点.

1) 低频段处的天线反射系数对功率传输有一定影响,但更主要的是圆极化器自身的阻抗在低频处

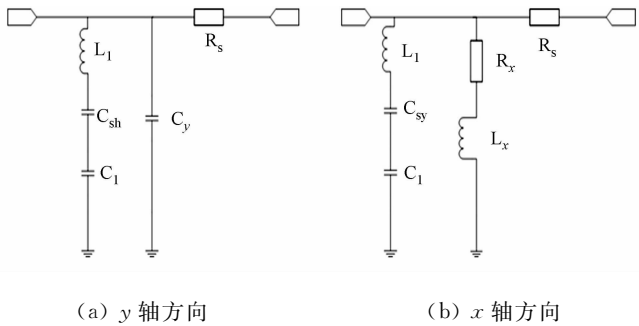


图 8 等效电路

Fig. 8 Equivalent circuit

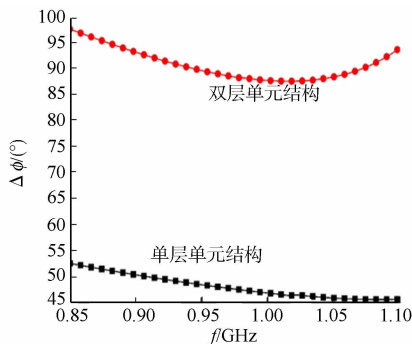


图 9 单层模型和双层模型产生的相位差

Fig. 9 Phase difference of single layer and two layers

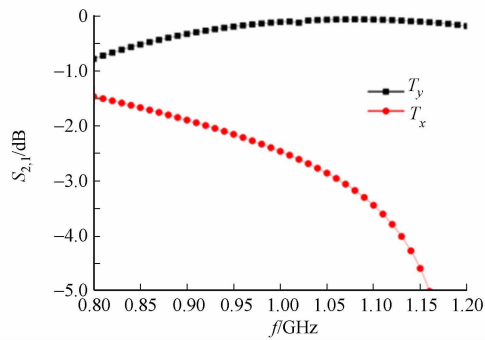


图 10 单层模型 x 轴分量和 y 轴分量透射系数
Fig. 10 Transmission coefficient of x -axis component and y -axis component for single layer

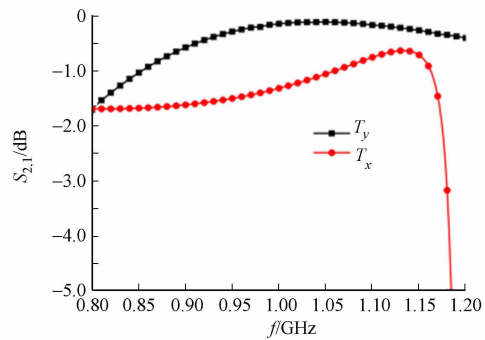


图 11 双层模型 x 轴分量和 y 轴分量透射系数
Fig. 11 Transmission coefficient of x -axis component and y -axis component for two layers

阻抗值更高,导致对电磁波衰减较大,从而使得加了圆极化器的天线增益有所下降.

2) 高频处的增益衰减主要由天线反射系数的衰减造成的,天线增益衰减趋势和天线反射系数衰减趋势基本一致.

3) 透射系数在 1.10~1.20 GHz 有先上升后下降的趋势.

由图 13 可知:加了圆极化器的馈源有更好的反射系数,圆极化器实现更好的阻抗匹配,提高能量的利用率.

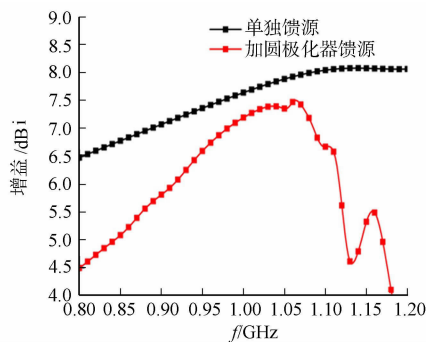


图 12 加圆极化器前后馈源的增益
Fig. 12 Gain of the feed with/without circularly polarization converter

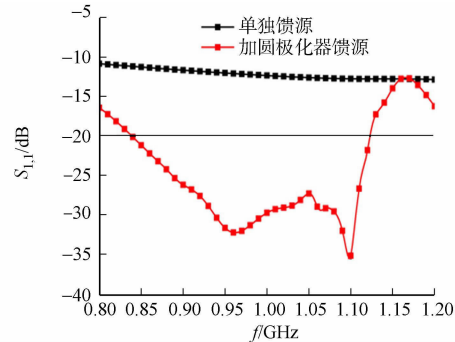


图 13 加圆极化器前后馈源的反射系数
Fig. 13 Reflection coefficient of feed with/without circularly polarization converter

圆极化实现的轴比,如图 14 所示.由图 14 可知:在 850~1 100 MHz 内轴比均小于 3 dB,其中,870~1 080 MHz 的轴比都小于 2 dB,覆盖了射频识别(RFID)的欧标和国标频段;3 dB 轴比带宽达到了 25.6%,2 dB 轴比带宽达到了 21.5%,展现了出色的圆极化性能.

4 结论

提出一种新型结构的圆极化器,该圆极化器的频率选择表面周期单元由开口方环和双 H 型串联耦合枝节组成,其单元尺寸小于半个工作波长.

1) 该圆极化器为近场圆极化器,故圆极化器与馈源天线之间的距离远远小于波长.当以标准线极化喇叭天线作为馈源时,可直接将该圆极化器置于标准线极化喇叭馈源口平面处,则可直接将标准线极化喇叭转换为圆极化喇叭.

2) 由仿真结果可知,转换后的圆极化喇叭增益无明显衰减,能实现更好的阻抗匹配.此圆极化器适用于不改变原有线极化天线整体结构情况下,需要让线极化天线输出圆极化波,且对天线频段和增益影

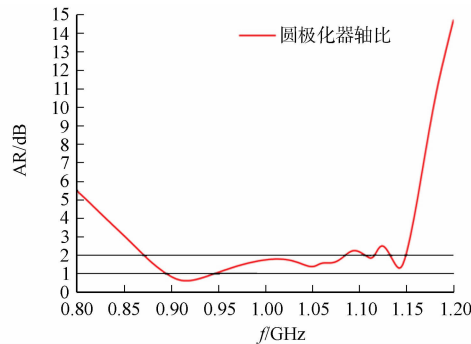


图 14 圆极化实现的轴比
Fig. 14 Realized axial ratio by circularly polarization converter

响不大的场景.例如,固定天线塔、车顶集成雷达等.

参考文献:

- [1] KAJIWARA A. Line-of-sight indoor radio communication using circularly polarized waves[J]. IEEE Trans Veh Technol,1991,44(3):487-493. DOI:10.1109/25.406616.
- [2] 钟顺时. 天线理论与技术 [M]. 北京:电子工业出版社,2011.
- [3] LEE C S,NALBANDIAN V. Planar circularly polarized microstrip antenna with single feed[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,1999,47(1):1005-1007. DOI:10.1109/8.537339.
- [4] GUO Yongxin,BIAN Lei,SHI Xiangquan. Broadband circularly polarized annular-ring microstrip antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,2009,57(8):2474-2477. DOI:10.1109/TAP.2009.2024584.
- [5] JAZI M N,AZARMANESH M N. Design and implementation of circularly polarized microstrip antenna array using a new serial feed sequentially rotated technique[J]. IEEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation,2006,153(1):133-140. DOI:10.1049/ip-map:20050005.
- [6] YOUNG L,ROBINSON L,HACIKING C. Meander-line polarizer[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,1973,21(3):376-378. DOI:10.1109/TAP.1973.1140503.
- [7] ZHU H,CHUNG K L,SUN X L,*et al.* CP metasurfaced antennas excited by LP sources[C]// Antennas and Propagation Society International Symposium. Chicago:IEEE Press,2012:1-2. DOI:10.1109/APS.2012.6349388.
- [8] KONDO A. Design and characteristics of ring-slot FSS[J]. Electron Lett,1991,27(3):240-241. DOI:10.1049/el:19910155.
- [9] SOHAIL I,RANGAY Y,KARU P E,*et al.* A Linear to circular polarization converter based on jerusalem-cross rre-quency selective surface[C]// European Conference on Antennas and Propagation. Gothenburg:IEEE Press,2013:5-8.
- [10] JOYAL M,LAURIN J. Analysis and design of thin circular polarizers based on meander lines[J]. IEEE Transactions on Antennas Propag,2012,60(6):3007-3011. DOI:10.1109/TAP.2012.2194659.
- [11] EULER M,FUSCO V,CAHILL R,*et al.* Comparison of frequency-selective screen-based linear to circular split-ring polarization convertors[J]. Microw Antennas Propag,2010,4(11):1764-1772. DOI:10.1049/iet-map.2009.0415.
- [12] EULER M,FUSCO V,CAHILL R,*et al.* 325 GHz single layer sub-millimeter wave FSS based split slot ring linear to circular polarization convertor[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,2010,58(7):2457-2459. DOI:10.1109/TAP.2010.2048874.
- [13] LETIZIA M,FUCHS B,ZORRAQUINO C,*et al.* Oblique incidence design of meander-line polarizers for dielectric lens antennas[J]. Prog Electromagn Res,2012,45(1):309-335. DOI:10.1109/TAP.2015.2487517.
- [14] LOURDES M L,JORGE R C,JOSE I,*et al.* A multilayer circular polarizer based on bisected split-ring frequency selective surfaces[J]// IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters,2014,13(2):153-156. DOI:10.1109/LAWP.2014.2298393.
- [15] BALANIS C A. Antenna theory: Analysis and design[M]. New Jersey: John Wiley and Sons,2005:20-35. DOI:10.1109/MAP.1982.27654.

(责任编辑: 陈志贤 英文审校: 吴逢铁)