

## 一款基于多物理场调控的超宽带线-圆极化转换器

曾立 刘国标 章海锋 黄通

### An ultrawideband linear-to-circular polarization converter based on multiphysics regulation

Zeng Li Liu Guo-Biao Zhang Hai-Feng Huang Tong

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 68, 054101 (2019) DOI: 10.7498/aps.68.20181615

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.68.20181615>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

---

## 您可能感兴趣的其他文章

### Articles you may be interested in

基于单层线-圆极化转换聚焦超表面的宽带高增益圆极化天线设计

Broadband circularly polarized high-gain antenna design based on linear-to-circular polarization conversion focusing metasurface

物理学报. 2017, 66(6): 64102 <https://doi.org/10.7498/aps.66.064102>

基于梯度超表面的反射型线-圆极化转换器设计

Design of reflective linear-circular polarization converter based on phase gradient metasurface

物理学报. 2016, 65(15): 154102 <https://doi.org/10.7498/aps.65.154102>

基于谐振环的太赫兹宽带偏振转换器件研究

A broadband polarization converter based on resonant ring in terahertz region

物理学报. 2017, 66(18): 180701 <https://doi.org/10.7498/aps.66.180701>

基于极化旋转超表面的圆极化天线设计

A circular polarization antenna designed based on the polarization conversion metasurface

物理学报. 2016, 65(2): 24101 <https://doi.org/10.7498/aps.65.024101>

基于开口椭圆环的高效超宽带极化旋转超表面

High-efficiency ultra-wideband polarization conversion metasurfaces based on split elliptical ring resonators

物理学报. 2015, 64(17): 178101 <https://doi.org/10.7498/aps.64.178101>

一种基于石墨烯的超宽带吸波器

An ultra-wideband absorber based on graphene

物理学报. 2016, 65(5): 54101 <https://doi.org/10.7498/aps.65.054101>

# 一款基于多物理场调控的超宽带 线-圆极化转换器\*

曾立<sup>1)</sup> 刘国标<sup>1)</sup> 章海锋<sup>1)2)3)4)†</sup> 黄通<sup>1)</sup>

1) (南京邮电大学电子与光学工程学院、微电子学院, 南京 210023)

2) (南京邮电大学, 电子科学与技术国家级实验教学示范中心, 南京 210023)

3) (南京邮电大学, 信息电子技术国家级虚拟仿真实验教学中心, 南京 210023)

4) (东南大学, 毫米波国家重点实验室, 南京 210096)

(2018年8月29日收到; 2018年11月28日收到修改稿)

为了在微波波段实现可调谐的线-圆极化转换器的设计, 结合固态等离子体与二氧化钒设计了一种基于多物理场调控的超宽带线-圆极化转换器, 通过改变固态等离子体谐振单元激励状态和人为改变外部温度 ( $T$ ) 来实现对该线-圆极化转换器工作频段的调控. 采用了全波仿真的方法对该极化转换器的极化转换率曲线、反射相位曲线、轴比曲线、表面电流图进行了计算, 并讨论了参数  $r_1$  与  $r_3$  对轴比的影响. 仿真结果表明, 当固态等离子体区域均未激励且  $T < 68\text{ }^\circ\text{C}$  时, 3 dB 轴比频带为 14.3—29.7 GHz, 相对带宽为 70%; 当固态等离子体区域均被激励且  $T < 68\text{ }^\circ\text{C}$  时, 3 dB 轴比频带为 14.4—23.4 GHz 与 28.6—35.9 GHz, 相对带宽分别为 47.61% 和 22.64%; 当固态等离子体区域未激励且  $T \geq 68\text{ }^\circ\text{C}$  时, 3 dB 轴比频带为 8.4—11.2 GHz 与 18.7—29.5 GHz, 相对带宽分别为 28.57% 与 44.81%. 通过改变固态等离子体的激励状态和外部温度, 实现了该超宽带线-圆极化转换器工作带宽向高频和低频区域的移动.

**关键词:** 线-圆极化转换器, 超宽带, 多物理场, 可调谐特性

**PACS:** 41.20.Jb, 84.90.+a, 77.22.-d

**DOI:** 10.7498/aps.68.20181615

## 1 引言

随着圆极化波在军用与民用领域的使用愈来愈广泛, 线-圆极化转换器成为人们研究的热点. 因为传统意义上的极化转换器主要是利用自然界的双折射材料或手性材料的弱各向异性, 所以导致极化转换器体积十分庞大. 周期性亚波长结构的超表面具有的一些特殊物理特性, 如: 负折射率<sup>[1]</sup>、圆二色性<sup>[2]</sup>、极化调控<sup>[3]</sup>等, 因此利用超表面的强各向异性来控制电磁波的极化形式能构建物理尺寸较小的线-圆极化转换器.

尽管超表面极化转换器有着许多先天的优势, 但现在超表面极化转换器在功能上大多为线极化波转换线极化波, 如: 南京航空航天大学的杨化<sup>[3]</sup>在 9.5—15.41 GHz 的频段内实现了极化转换率大于 90% 的交叉线极化转换. Cheng 等<sup>[4]</sup>实现了太赫兹波段内超宽带交叉线极化转换. 而在实现线-圆极化转换方面, Su 等<sup>[5]</sup>利用开口矩形环实现了多频点线-圆极化转换; Ma 等<sup>[6]</sup>采用了两个交叉摆放的“工”形结构实现了 9.2—11.0 GHz 内的宽带线-圆极化转换, 但有关超宽带线-圆极化转换器的报道并不多见. 并且, 一旦超表面极化转换器结构固定后, 其工作频带通常无法调整, 难以实现小型

\* 东南大学毫米波国家重点实验室开放课题 (批准号: K201927) 和校级大学生创新训练计划资助的课题.

† 通信作者. E-mail: hanlor@163.com

化和集成, 因此通常需要引入新颖可调谐材料来实现工作频带的动态调控.

固态等离子体是一种可调谐的材料, 它具有优良导电性<sup>[7]</sup>、快速重构性<sup>[8]</sup>等一系列物理特性. 一方面, 固态等离子体的物理特性能够通过外部可编程逻辑阵列进行调控. 当固态等离子体未被激励时, 其表现为介质特性; 当固态等离子体被激励时, 表现为金属特性. 因此固态等离子体能用于设计可调谐的功能性器件<sup>[9,10]</sup>. 另一方面, 二氧化钒 ( $\text{VO}_2$ ) 因具有随温度变化的相变特性而备受人们关注.  $\text{VO}_2$  在温度小于  $68\text{ }^\circ\text{C}$ <sup>[11]</sup> 时可视为绝缘相, 表现为介质特性; 而在温度大于  $68\text{ }^\circ\text{C}$  时可视为金属相, 体现为金属特性. 同时,  $\text{VO}_2$  具有相变过程可逆<sup>[12]</sup>、相变速度快<sup>[13]</sup>等物理特性, 使得  $\text{VO}_2$  在设计吸波器<sup>[14,15]</sup>、开关<sup>[16,17]</sup>、天线<sup>[18]</sup>等器件方面有着极其广泛的应用前景.

但单一的调控手段所能达到的调控性能效果经常受限于外界环境和可调控器件对单一物理场的响应程度, 难以适应当今技术发展的要求. 而多物理场调控器件, 其调控手段更加多样, 对于单一器件而言, 能对更加复杂的外界环境做出多种响应, 例如: Cai 等<sup>[19]</sup>利用  $\text{VO}_2$  与金属非对称开口谐振环结合, 设计了一种多功能可调谐复合超表面, 通过加热和施加电流两种方式实现对透射太赫兹波的振幅调控. 因此多物理场调控方式为未来的极化转换器、吸波器、电子开关、光学存储器件等的研究与设计提供了一种新思路.

本文结合固态等离子体和  $\text{VO}_2$  的各自的优势设计了一款能够在微波波段内的反射式线-圆极化转换器, 并且能够通过多个物理场对其工作频段进行调控, 可以采用电控和温控两种手段使该线-圆极化转换器呈现三种工作状态, 采用电控手段 (切换工作状态一与工作状态二) 可以实现线-圆极化转换工作频段向高频段转移; 采用温控手段 (切换工作状态一与工作状态三) 可以实现线-圆极化转换工作频段向低频段转移. 合理的参数优化可以使得圆极化的频带动态调控范围横跨 4 个波段: X 波段、Ku 波段、K 波段和 Ka 波段.

## 2 线-圆极化转换器模型

该款基于多物理场调控的超宽带线-圆极化转换器单元结构如图 1 所示, 图 1(a)—(c) 分别为该

线-圆极化转换器正视图、侧视图和立体图, 其中坐标轴设定如图 1 所示. 由图 1 可知, 该线-圆极化转换器单元由四层组成, 自下而上分别为: 第一层为铜反射板 (电导率为  $5.8 \times 10^7\text{ S/m}$ ), 第二层为 Neltec NY9220 介质基板 (相对介电常数为 2.2, 损耗角正切为 0.0009), 第三层为二氧化硅 ( $\text{SiO}_2$ ) 介质基板 (相对介电常数为 4, 损耗角正切为 0), 第四层为谐振单元层, 它由三种谐振单元构成, 分别为“糖果”形铜质谐振单元、四个“缺口直角梯”形  $\text{VO}_2$  谐振单元和四个“梯形”固态等离子体谐振单元. Neltec NY9220 介质基板的厚度  $h_1 = 1.5\text{ mm}$ , 边长  $p = 4.8\text{ mm}$ .  $\text{SiO}_2$  介质基板的厚度  $h_2 = 0.5\text{ mm}$ , 边长  $p = 4.8\text{ mm}$ . 铜质谐振单元、铜反射板、固态等离子体谐振单元、 $\text{VO}_2$  谐振单元的厚度均为  $w = 0.018\text{ mm}$ . “糖果”形铜质谐振单元是由短轴  $r_1 = 0.81\text{ mm}$ , 长轴  $r_2 = 1.1583\text{ mm}$  的椭圆与两个左右对称的“弓形”三部分组成, 左侧弓形对应圆心角为  $86^\circ 41'$ 、半径  $r_3 = 1.87\text{ mm}$  的扇形, 该扇形的顶点与所述椭圆中心点的距离为  $a = 0.2417\text{ mm}$ .

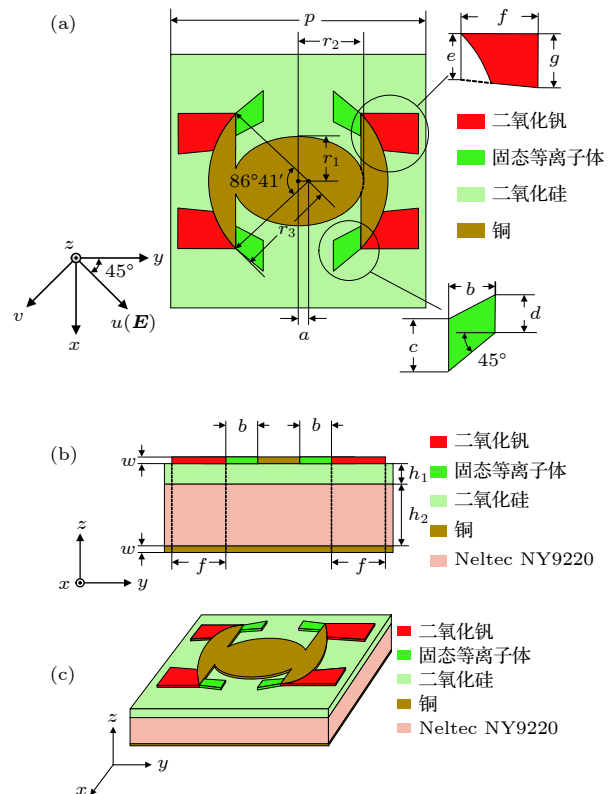


图 1 线-圆极化转换器结构单元示意图 (a) 正视图; (b) 侧视图; (c) 立体图

Fig. 1. Structure schematic of the unit cell for linear-to-circular polarization converter: (a) Front view; (b) side view; (c) stereogram.

“梯形”固态等离子体谐振单元上底  $d = 0.35$  mm, 下底  $c = 0.47$  mm, 高  $b = 0.48$  mm, 从此梯形上底一端点引出的腰与两底边之间的垂线的夹角为  $45^\circ$ . “缺口直角梯”形  $\text{VO}_2$  谐振单元由一个上底  $r = 0.68$  mm, 下底  $g = 0.8$  mm, 高  $f = 1.2$  mm 的直角梯形剪去与铜质谐振单元重叠部分构成. 详细的结构参数如表 1 所列.

表 1 线-圆极化转换器的参数  
Table 1. Parameters of linear-to-circular polarization converter.

参数/mm	数值	参数/mm	数值
$a$	0.2417	$h_1$	1.5
$b$	0.48	$h_2$	0.5
$c$	0.47	$p$	4.8
$d$	0.35	$r_1$	0.81
$e$	0.68	$r_2$	1.1583
$f$	1.2	$r_3$	1.87
$g$	0.8	$w$	0.018

“梯形”固态等离子体由 PIN 单元组成的阵列实现, PIN 单元之间有隔离层进行隔离, 如图 1(a) 所示. 固态等离子体构成的谐振单元通过激励 PIN 单元阵列实现, 采取临近耦合串馈的方式, 通过两条长条状微带耦合馈线进行馈电, 从而对固态等离子体谐振单元两端加载偏置电压进行激励<sup>[20]</sup>. 未激励时固态等离子体谐振单元表现出介质特性, 即为未激励状态; 激励时表现为金属特性, 即为激励状态. 采用 Drude 模型来描述其介电常数<sup>[21]</sup>, 如 (1) 式所示:

$$\epsilon_p(\omega) = 12.4 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + j\omega\omega_c}. \quad (1)$$

式中等离子体频率  $\omega_p = 2.9 \times 10^{14}$  rad/s; 碰撞频率  $\omega_c = 1.65 \times 10^{14}$  1/s;  $\omega$  为角频率.

同时, 还可以采用电导率<sup>[20]</sup>来描述其物理特性, 如 (2) 式所示:

$$\sigma = \frac{n_e e^2}{m_e v_{ei}} = \epsilon_0 \frac{\omega_p^2}{v_{ei}}. \quad (2)$$

式中  $\epsilon_0$ ,  $n_e$  与  $m_e$  分别为真空中的介电常数, 电子密度和电子质量;  $v_{ei}$  为电子-离子碰撞频率;  $e$  为电子电量. 可以看出固态等离子体的电导率  $\sigma$  与等离子体频率  $\omega_p$  成正比, 等离子体频率越高, 其导电性能也越好.

对于缺口直角梯形  $\text{VO}_2$ , 可用电导率来描述

其物理特性<sup>[22,23]</sup>. 当温度  $T < 68$  °C 时,  $\text{VO}_2$  为绝缘态, 表现为介质特性, 采用在  $T = 50$  °C 时的电导率 10.62 S/m 来等效  $\text{VO}_2$  绝缘态的电导率; 当温度  $T \geq 68$  °C 时,  $\text{VO}_2$  为金属态, 表现为金属特性, 采用在  $T = 80$  °C 时的电导率  $2.76 \times 10^5$  S/m 来等效  $\text{VO}_2$  金属态的电导率<sup>[24]</sup>.

本文所有结果均由全波仿真软件 HFSS (high frequency structure simulator) 仿真得出, 在进行仿真时, 电磁波沿  $-z$  轴方向垂直入射, 电场  $E$  沿  $u$  轴方向 (与  $x$  轴呈  $45^\circ$ ), 如图 1(a) 所示.

### 3 结果讨论与分析

极化转换率表示电磁波从一种极化形式转换到另一种极化形式比例的参数, 因为底层为铜反射板, 所以无透射分量. 定义  $r_{vu}$  为交叉极化反射系数,  $r_{uu}$  为同极化反射系数,  $\varphi_{vu}$  与  $\varphi_{uu}$  分别为对应的反射相位, 相位差为  $\Delta\varphi = \varphi_{uu} - \varphi_{vu}$ , 定义极化转换率公式<sup>[25]</sup>:

$$\text{PCR} = \frac{r_{uv}^2}{r_{vu}^2 + r_{uu}^2}, \quad (3)$$

式中 PCR 为极化转换率, 当  $\text{PCR} = 0.5$  (即  $r_{vu} = r_{uu}$ ) 且  $\Delta\varphi = \pm\pi/2 + 2k\pi$  ( $k$  为整数) 时, 表示实现了完全线-圆极化转换.

图 2(a)–(c) 分别给出了该线-圆极化转换器在工作状态一、二和三下的极化转换率和相位差曲线. 由图 2(a) 能看出, 在 14.75–29.64 GHz (反射相位差始终为  $-90^\circ$  或  $270^\circ$ ) 频带内极化转换率基本处在 0.5 附近. 由图 2(b) 可知, 在 15.39–23.02 GHz (反射相位差始终为  $-90^\circ$  或  $270^\circ$ ), 29.27–35.92 GHz (反射相位差始终为  $90^\circ$  或  $-270^\circ$ ) 频带内极化转换率基本位于在 0.5 附近. 从图 2(c) 可看出, 在 9–10.34 GHz (反射相位差始终为  $90^\circ$  或  $-270^\circ$ ) 和 19.4–28.9 GHz (反射相位差始终为  $-90^\circ$  或  $270^\circ$ ) 频带内极化转换率基本处在 0.5 附近. 结合图 2(a), (b) 和 (c) 可知, 该线-圆极化转换器在三种工作状态下的对应工作频带均满足产生圆极化波的条件 (交叉极化与同极化反射系数近似相等, 交叉极化与同极化反射相位差为  $\pm\pi/2 + 2k\pi$ ,  $k$  为整数).

任意极化波的瞬时电场矢量的端点轨迹为一椭圆, 椭圆的长轴和短轴之比称之为轴比 (axial ratio, AR). 而轴比是线-圆极化转换器或圆极化天线的一个重要的性能指标, 它代表圆极化的纯度,

工程上通常定义极化波轴比不大于 3 dB 为圆极化

波, 轴比表达式为<sup>[26]</sup>

$$AR = \left| 10 \lg \left[ \frac{(r_{uv} \cos \tau - r_{uu} \cos \Delta \varphi \sin \tau)^2 + r_{uu}^2 \sin^2 \Delta \varphi \sin^2 \tau}{(r_{uv} \sin \tau - r_{uu} \cos \Delta \varphi \cos \tau)^2 + r_{uu}^2 \sin^2 \Delta \varphi \cos^2 \tau} \right] \right|, \quad (4)$$

式中  $\tau$  为取向角 (极化椭圆长轴与  $x$  轴的夹角),  $\tau = 0.5 \arctan [2r_{uv}r_{uu} \cos \Delta \varphi / (r_{uv}^2 - r_{uu}^2)]$ .

为了进一步说明该线-圆极化转换器的可调谐性, 图 3 给出了该线-圆极化转换器在电控和温控

时的轴比曲线. 图 3(a) 为该线-圆极化转换器在电控时的轴比曲线, 其中实线表示工作状态一的轴比曲线, 3 dB 轴比频带为 14.3—29.7 GHz, 相对带宽为 70%; 虚线表示为工作状态二的轴比曲线, 3 dB 轴比频带为 14.4—23.4 GHz 和 28.6—35.9 GHz, 其相对带宽分别为 48.28% 和 22.64%. 对比图 3(a) 的实线和虚线, 可以看出采用电控的方式来实现该线-圆极化转换器时, 其工作频带将向高频方向移动. 图 3(b) 为线-圆极化转换器工作在温控时的轴

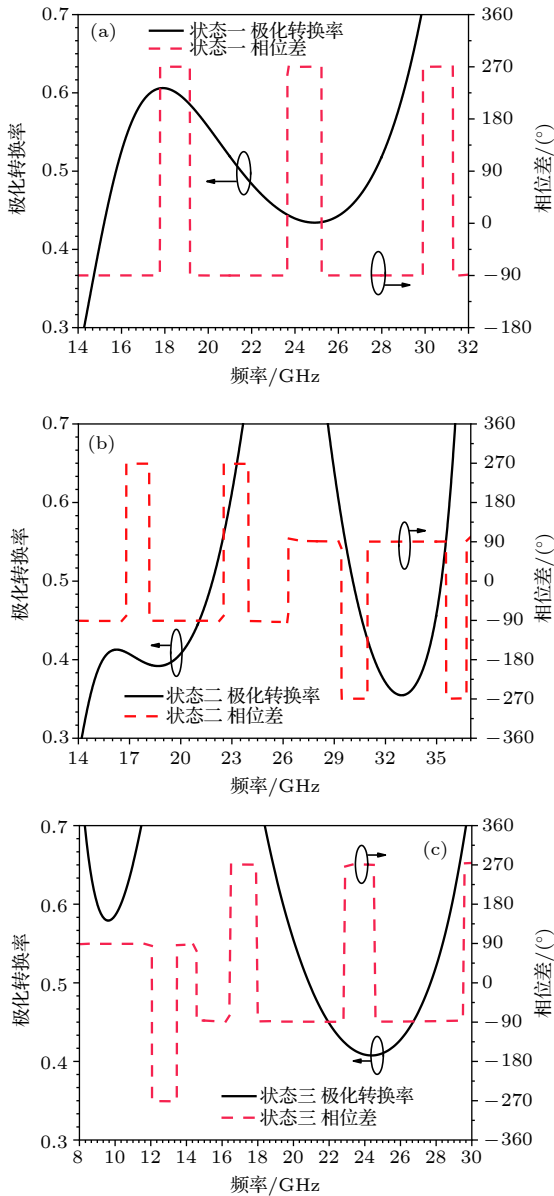


图 2 线-圆极化转换器在三种工作状态下的极化转换率和反射相位差曲线 (a) 工作状态一; (b) 工作状态二; (c) 工作状态三

Fig. 2. Polarization conversion rate curves and reflection phase difference curves of linear-to-circular polarization converter in three states: (a) No.1 state; (b) No.2 state; (c) No.3 state.

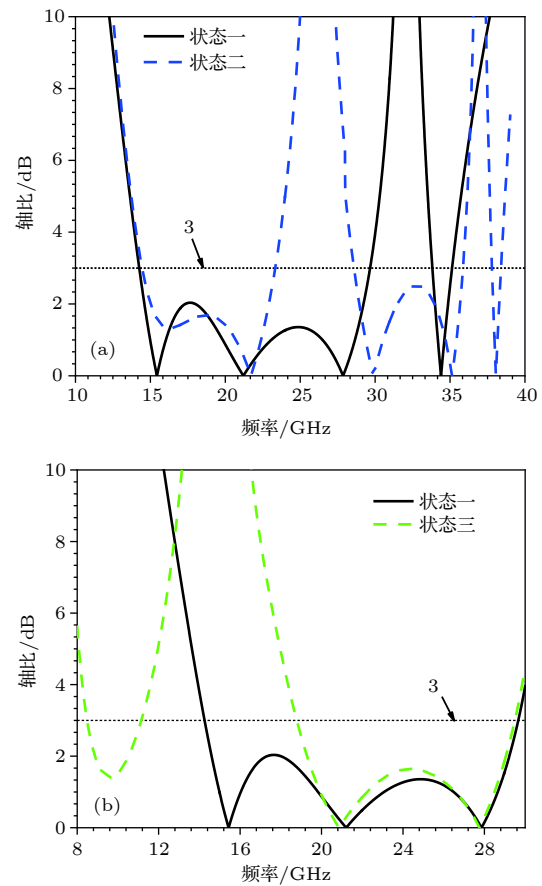


图 3 线-圆极化转换器在电控和温控时的轴比曲线 (a) 电控时, 工作状态一、二的轴比曲线; (b) 温控时, 工作状态一、三的轴比曲线

Fig. 3. Axial ratio curves of linear-to-circular polarization converter when using electric control and temperature control: (a) Axial ratio curves in No. 1 state and in No. 2 state when using electric control; (b) axial ratio curves in No. 1 state and in No. 3 state when using temperature control.

比曲线, 其中实线表示工作状态一的轴比曲线, 3 dB 轴比频带为 14.3—29.7 GHz, 其相对带宽为 70%; 虚线表示工作状态三轴比曲线, 3 dB 轴比频带为 8.4—11.2 GHz 与 18.7—29.5 GHz, 其相对带

宽分别为 28.57% 和 44.81%. 对比图 3(b) 的实线和虚线, 可以看出可以采用温控的方式来实现该线-圆极化转换器时, 其工作频带将向低频方向移动.

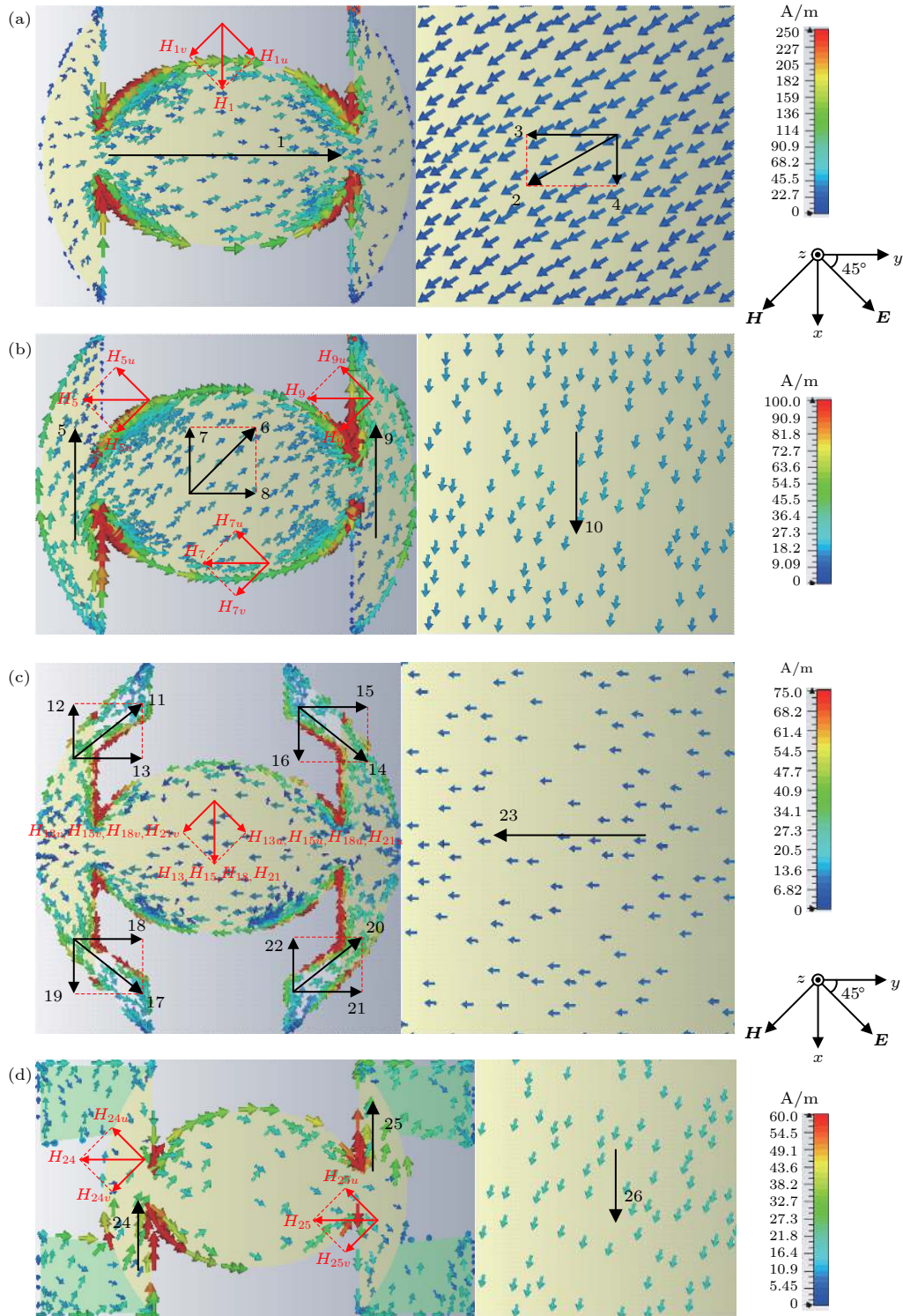


图 4 线-圆极化转换器在三种工作状态下, 顶层谐振单元与底层反射板在不同频点处的表面电流图 (a) 工作状态一时, 15.03 GHz 频点处; (b) 工作状态一时, 21.3 GHz 频点处; (c) 工作状态二时, 32.5 GHz 频点处; (d) 工作状态三时, 10 GHz 频点处

Fig. 4. Surface current diagrams of the top resonant unit and the bottom reflector at different frequency points in three states, respectively: (a) No.1 state at 15.03 GHz; (b) No.1 state at 21.3 GHz; (c) No.2 state at 32.5 GHz; (d) No.3 state at 10 GHz.

为了进一步说明该线-圆极化转换器的工作原理, 本文分别分析了三种工作状态下的表面电流图. 图 4(a) 和 (b) 给出了工作在状态一时, 顶层谐振单元和底层铜反射板在频点 15.03 GHz 和 21.3 GHz 处的表面电流图. 由图 4(a) 看出, 在频点 15.03 GHz 处底层反射板电流 2 可以分解成两个相互垂直的分量 (电流 3、电流 4). 可以看出, 电流 3 与顶层谐振单元的电流 1 方向相反, 从而产生一个感应磁场  $H_1$ , 并且可以分解为在  $u$  轴和  $v$  轴上的两个相互垂直的分量, 分别是  $H_{1u}$  和  $H_{1v}$ . 因此, 从图 4(a) 可以看出,  $H_{1v}$  与入射磁场  $H$  方向均在  $v$  轴上不会产生交叉极化,  $H_{1u}$  与入射磁场  $H$  相互垂直而产生了交叉极化. 图 4(b) 中频点 21.3 GHz 处产生极化转换原理与此相同. 当该线-圆极化转换器工作在状态二时, 工作频带向高频区域转移, 图 4(c) 给出了在工作在状态二时, 顶层的谐振单元和底层铜反射板在频点 32.5 GHz 处的表面电流图. 从图 4(c) 可以看出, 顶层电流 11, 14, 17, 20 均可以分解成垂直和水平两个分量. 其中, 它们对应的水平分量电流 13, 15, 18, 21 的方向与底层铜反射板电流 23 相反, 从而产生感应磁场  $H_{13}$ ,  $H_{15}$ ,  $H_{18}$ ,  $H_{21}$ , 感应磁场分解在  $u$  轴的分量  $H_{13u}$ ,  $H_{15u}$ ,  $H_{18u}$ ,  $H_{21u}$  与入射磁场  $H$  方向相互垂直从而导致交叉极化的产生, 而感应磁场分解在  $v$  轴的分量  $H_{13v}$ ,  $H_{15v}$ ,  $H_{18v}$ ,  $H_{21v}$  与入射磁场  $H$  方向相同则不会产生交叉极化. 当该线-圆极化转换器工作在状态三时, 工作频带向低频区域转移, 图 4(d) 给出了在工作在状态三时, 顶层的谐振单元和位于底层的铜反射板在 10 GHz 处的表面电流图. 从图 4(d) 可以

看出, 顶层电流 24, 25 与底层铜反射板电流 26 相反, 从而产生感应磁场  $H_{24}$ ,  $H_{25}$ , 感应磁场分解在  $u$  轴的分量  $H_{24u}$ ,  $H_{25u}$  与入射磁场  $H$  方向相互垂直从而导致交叉极化的产生, 而感应磁场分解在  $v$  轴的分量  $H_{24v}$ ,  $H_{25v}$  与入射磁场  $H$  方向相同则不会产生交叉极化. 而当三种工作状态下的反射波中交叉极化分量与同极化分量幅值相等且相位相差为  $\pm\pi/2 + 2k\pi$  ( $k$  为整数) 时, 则产生了线-圆极化转换.

为了进一步说明该线-圆极化转换器的特性, 本文基于工作状态一讨论了参数  $r_1$  和  $r_3$  对该线-圆极化转换器轴比曲线的影响. 图 5(a) 给出了当其他参数不变的情况下,  $r_1 = 0.71, 0.81, 0.91$  mm 时的轴比曲线. 当  $r_1 = 0.71$  mm 时, 该线-圆极化转换器的 3 dB 轴比频带为 16.16—29.19 GHz, 相对带宽 57.46%; 当  $r_1 = 0.81$  mm 时, 3 dB 轴比频带变为 14.3—29.7 GHz, 相对带宽为 70%; 当  $r_1 = 0.91$  mm 时, 3 dB 轴比频带为 13.01—15.02 GHz 和 18.27—30.82 GHz, 相对带宽分别为 14.34% 和 51.13%. 由上述可知随着  $r_1$  增大, 3 dB 轴比频带有增大的趋势, 但增大到一定程度后, 低频部分轴比将会恶化从而大于 3 dB, 从而导致轴比带宽的减小. 经过参数优化后发现当  $r_1 = 0.81$  mm 时, 既能满足低轴比又能满足宽带宽的条件, 该值为最优值. 同理, 图 5(b) 为当其他参数不变的情况下,  $r_3 = 1.82, 1.87, 1.92$  mm 时的轴比曲线. 当  $r_3 = 1.82$  mm 时, 该线-圆极化转换器 3 dB 轴比频带分别为 16.20—23.84 GHz 和 28.02—31.65 GHz, 相对带宽分别为 38.16% 和 12.17%; 当  $r_3 = 1.87$  mm 时,

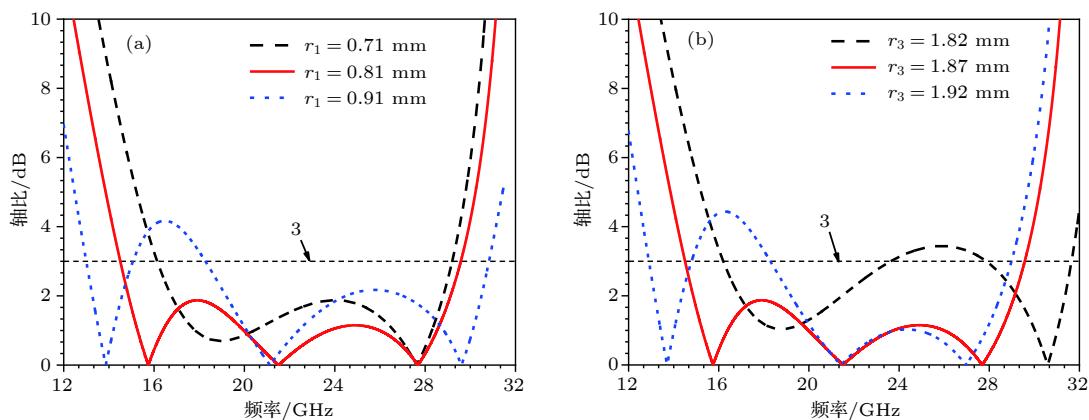


图 5 当其他参数不变, 结构参数  $r_1$  和  $r_3$  在不同取值时的轴比曲线 (a)  $r_1 = 0.71, 0.81, 0.91$  mm; (b)  $r_3 = 1.82, 1.87, 1.92$  mm  
 Fig. 5. Axial ratio curves for parameters  $r_1$  and  $r_3$  at different values when other parameters remain unchanged: (a)  $r_1 = 0.71, 0.81, 0.91$  mm; (b)  $r_3 = 1.82, 1.87, 1.92$  mm.

3 dB 轴比频带为 14.3—29.7 GHz, 相对带宽为 70%; 当  $r_3 = 1.92$  mm 时, 3 dB 轴比频带分别为 12.90—14.82 GHz 和 18.37—29.02 GHz, 相对带宽分别为 13.85% 和 44.95%. 由上述可知, 随着  $r_3$  增大, 3 dB 轴比频带先增大后减小, 且整体有向低频转移的趋势. 经过参数优化后, 发现当  $r_3 = 1.87$  mm 时为最优值, 此时 3 dB 轴比频带最大.

## 4 结 论

本文设计了一款基于多物理场调控的超宽带线-圆极化转换器. 电磁波沿  $-z$  轴垂直入射 (电场方向与  $x$  轴正方向呈  $45^\circ$ ). 并用全波仿真方法计算了该线-圆极化转换器的极化转换率曲线、反射相位曲线、轴比曲线、表面电流图, 并对其工作原理进行了分析. 并在该线-圆极化转换器工作在状态一时, 探讨了结构参数  $r_1$  和  $r_3$  对其轴比曲线的影响. 经过研究发现, 该线-圆极化转换器可工作在三种状态, 当工作在状态一时, 3 dB 轴比频带可覆盖 14.3—29.7 GHz, 其相对带宽为 70%; 当工作在状态二时, 3 dB 轴比频带将分别位于 14.4—23.4 GHz 与 28.6—35.9 GHz, 其相对带宽分别为 48.28% 和 22.64%; 当工作在状态三时, 3 dB 轴比频带分别为 8.4—11.2 GHz 与 18.7—29.5 GHz, 其相对带宽分别为 28.57% 和 44.81%. 计算结果还发现, 改变参数  $r_1$  和  $r_3$  会对 3 dB 轴比频带产生影响. 当  $r_1$  与  $r_3$  增大时, 3 dB 轴比频带均发生先增大后减小的现象. 由上述可知, 对于该线-圆极化转换器而言, 可采用电控方式对固态等离子体谐振单元的工作状态进行调谐 (切换工作状态一与工作状态二), 从而实现对其工作频带的调控. 类似地, 可以采用温控方式对  $\text{VO}_2$  的相性进行调控 (切换工作状态一与工作状态三), 来实现对该线-圆极化转换器工作频带的调谐. 综上所述, 该线-圆极化转换器的工作带宽为超宽带, 且能构通过多物理场进行调谐 (电控和温控), 具有频带覆盖范围宽、调控手段多样、工作频带可调谐等特点.

## 参考文献

- [1] Ling F, Zhong Z, Huang R, Zhang B 2018 *Sci. Rep.* **8** 9843
- [2] Yan B, Zhong K, Ma H, Li Y, Sui C, Wang J, Shi Y 2017 *Opt. Commun.* **383** 57
- [3] Yang H 2015 *M.S. Thesis* (Nanjing: Nanjing University of

- Aeronautics and Astronautics) (in Chinese) [杨化 2015 硕士学位论文 (南京: 南京航空航天大学)]
- [4] Cheng Y Z, Withayachumnankul W, Upadhyay A, Headland D, Nie Y, Gong R Z, Bhaskaran M, Sriram S, Abbott D 2014 *Appl. Phys. Lett.* **105** 181111
- [5] Su H, Lan F, Yang Z, Zhang Y, Shi Z, Li M, Shi M, Luo F, Liang Z 2016 *Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), 2016 11th International Symposium on. IEEE* Guilin, China, October 18—21, 2016 p206
- [6] Ma H F, Wang G Z, Kong G S, Cui T J 2014 *Opt. Mater. Express* **4** 1717
- [7] Zhai Y C, Wu Q, Tan J J, Tao H, Gao F H, Zhu J H, Zhang Z Y, Du J L, Hou Y D 2015 *Microelectron. Eng.* **145** 49
- [8] Zhang H F, Zhang H, Yao Y, Yang J, Liu J X 2018 *IEEE Photonics J.* **10** 1
- [9] Yu Z Y, Liu S B, Xue F, Li H M 2015 *2015 National Conference on Microwave and Millimeter Wave* Hefei, May 30—June 2, 2015 p522 (in Chinese) [余志洋, 刘少斌, 薛峰, 李海明 2015 年全国微波毫米波会议, 合肥市, 2015年5月30日—6月2日, 第522页]
- [10] Kong X K, Mo J J, Yu Z Y, Shi W, Li H M, Bian B R 2016 *Int. J. Mod Phys. B* **30** 1650070
- [11] Song Z, Wang K, Li J, Liu Q H 2018 *Opt. Express* **26** 7148
- [12] Zylbersztejn A, Mott N F 1975 *Phys. Rev. B* **11** 4383
- [13] Ha S D, Zhou Y, Fisher C J, Ramanathan S, Treadway J P 2013 *J. Appl. Phys.* **113** 184501
- [14] Huang W X, Yin X G, Huang C P, Wang Q J, Miao T F, Zhu Y Y 2010 *Appl. Phys. Lett.* **96** 261908
- [15] Liu Z M, Li Y, Zhang J, Huang Y Q, Li Z P, Pei J H, Fang B Y, Wang X H, Xiao H 2017 *IEEE Photon. Tech. L.* **29** 1967
- [16] Madan H, Zhang H T, Jerry M, Mukherjee D, Alem N, Engel-Herbert R, Datta S 2015 *Electron Devices Meeting (IEDM), 2015 IEEE International* Washington DC, USA, December 7—9, 2015 p9
- [17] Vitale W A, Paone A, Fernandez-Bolanos M, Bazigos A, Grabinski W, Schuler A, Ionescu A M 2014 *Proceedings of the 72nd Annual Device Research Conference* (No. EPFL-CONF-200324), Santa Barbara, California, USA, June 22—25 2014 p1528
- [18] Kats M A, Blanchard R, Genevet P, Yang Z, Qazilbash M M, Basov D N, Ramanathan S, Capasso F 2013 *Opt. Lett.* **38** 368
- [19] Cai H, Chen S, Zou C, Huang Q, Liu Y, Hu X, Fu Z, Zhao Y, He H, Lu Y 2018 *Adv. Opt. Mater.* **6** 1800257
- [20] Yu Z Y 2016 *M.S. Thesis* (Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics) (in Chinese) [余志洋 2016 硕士学位论文 (南京: 南京航空航天大学)]
- [21] Yang J, Zhang H F, Zhang H, Liu J X 2018 *Laser & Optoelectronics Prog.* **55** 091602 (in Chinese) [杨靖, 章海锋, 张浩, 刘佳轩 2018 激光与光电子学进展 **55** 091602]
- [22] Zhao Y, Huang Q P, Cai H L, Lin X X, Lu Y L 2018 *Opt. Commun.* **426** 443
- [23] Wen Q Y, Zhang H W, Yang Q H, Chen Z, Long Y, Jing Y L, Lin Y, Zhang P X 2012 *J. Phys. D: Appl. Phys.* **45** 235106
- [24] Li W, Chang S J, Wang X H, Lin L, Bai J J 2014 *Optoelectronics Lett.* **10** 180
- [25] Shi W 2017 *M.S. Thesis* (Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics) (in Chinese) [施维 2017 硕士学位论文 (南京: 南京航空航天大学)]
- [26] Yu C H, Cao X Y, Gao J, Han J F, Zhou Y L 2018 *J. Air Force Eng. Univ. (Nat. Sci. Ed.)* **19** 60 (in Chinese) [于惠存, 曹祥玉, 高军, 韩江枫, 周禹龙 2018 空军工程大学学报 (自然科学版) **19** 60]



# An ultrawideband linear-to-circular polarization converter based on multiphysics regulation\*

Zeng Li<sup>1)</sup> Liu Guo-Biao<sup>1)</sup> Zhang Hai-Feng<sup>1)2)3)4)†</sup> Huang Tong<sup>1)</sup>

1) (*College of Electronic and Optical Engineering and College of Microelectronics, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China*)

2) (*National Electronic Science and Technology Experimental Teaching Demonstrating Center, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China*)

3) (*National Information and Electronic Technology Virtual Simulation Experiment Teaching Center, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China*)

4) (*State Key Laboratory of Millimeter Waves of Southeast University, Nanjing 210096, China*)

( Received 29 August 2018; revised manuscript received 28 November 2018 )

## Abstract

In order to design a tunable linear-to-circular polarization converter in microwave band, an ultra-broadband linear-to-circular polarization converter (LCPC) based on multiphysics regulation is proposed and studied by combining solid state plasma and vanadium dioxide (VO<sub>2</sub>) in this article. By using the electric control way to control the states of the solid plasma resonator, the solid state plasma can generate excitation and non-excitation state. By using the temperature ( $T$ ) control way to regulate the phase transition state of the VO<sub>2</sub> resonator, the VO<sub>2</sub> can generate insulating and metallic state. The purpose of dynamic shift of the proposed LCPC's operating band can be realized. The polarization conversion rate curve, reflection phase curve, the axial ratio curve and the surface current diagram of the proposed LCPC are analyzed and simulated by the full-wave simulation software HFSS and the effects of parameters  $r_1$  and  $r_3$  on the axial ratio are also discussed. When none of all the solid plasma regions are excited and  $T < 68\text{ }^\circ\text{C}$ , the presented LCPC is in No. 1 state. On the basis of No. 1 state, if all the solid state plasma are excited, the presented LCPC is in No. 2 state. Similarly, on the basis of No. 1 state, the presented LCPC will be transformed to No. 3 state when  $T \geq 68\text{ }^\circ\text{C}$ . The axial ratio band which is less than 3 dB (3 dB AR band) is 14.3–29.7 GHz (the relative bandwidth is 70%) in No. 2 state. The 3 dB AR bands which are 14.4–23.4 GHz and 28.6–35.9 GHz (the relative bandwidths are 47.61% and 22.64%) show that the proposed LCPC has the ability to shift the working band to high frequency range. When switching the LCPC to No. 3 state, the 3 dB AR bands which are 8.4–11.2 GHz and 18.7–29.5 GHz (the relative bandwidths are 28.57% and 44.81%) are shifted to low frequency region. Compared with traditional LCPC, our design has the advantages of diverse control means, wide bandwidth, flexible design and strong functionality. At the same time, this LCPC presents a new design method and idea for multiphysical field regulated devices.

**Keywords:** linear-to-circular polarization converter, ultra-broadband, multiphysics, tunability

**PACS:** 41.20.Jb, 84.90.+a, 77.22.-d

**DOI:** 10.7498/aps.68.20181615

\* Project supported by the Open Research Program of State Key Laboratory of Millimeter Waves of Southeast University, China (Grant No. K201927) and the University-Level University Students' Innovative Training Programs.

† Corresponding author. E-mail: [hanlor@163.com](mailto:hanlor@163.com)