

文章编号: 2095-4980(2016)04-0581-05

基于人工阻抗表面的毫米波圆极化全息天线

李江, 杨春, 陈琦, 李波, 何晓阳

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999)

摘要: 基于全息光学原理, 提出并设计了一种加载相位调制的毫米波圆极化全息天线, 天线由电小尺寸的人工阻抗单元按表面阻抗分布参数排列而成。利用横向谐振技术分析了标量人工阻抗单元表面阻抗的计算方法, 建立了单元尺寸与表面阻抗之间的数据库。给出了干涉表面的阻抗分布参数计算方法, 通过加载相位调制, 实现了全息天线的圆极化。利用 Matlab-HFSS 联合建模仿真, 建立了毫米波圆极化全息天线的基本模型, 仿真结果表明, 天线工作于 35 GHz, 波束沿法向偏转 35°, 中心的轴比小于 1.5 dB。

关键词: 毫米波; 全息天线; 圆极化; 相位调制; 人工阻抗表面

中图分类号: TN82

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201604.0581

Millimeter-wave circularly polarized holographic antenna based on artificial impedance surface

LI Jiang, YANG Chun, CHEN Qi, LI Bo, HE Xiaoyang

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: A novel circularly polarized holographic antenna is proposed at 35 GHz based on optical holographic principle. The antenna is composed by sources and an interference plane which is based on quasi-periodically artificial impedance surface. The surface impedance of scalar artificial impedance surface is analyzed by transverse resonance technique. In order to achieve circular polarization, a phase modulation is introduced into the function of the interference plane impedance. The antenna radiates circularly polarized wave from linearly feed. As an example, a circularly polarized holographic antenna is simulated. The results indicate that the beam deflects 35° along z axis, and the axial ratio is below 1.5 dB at 35 GHz center frequency.

Key words: millimeter-wave; holographic antenna; circularly polarized; phase modulation; artificial impedance surface

毫米波兼具微波与红外的部分优势, 毫米波天线因其尺寸小、通信带宽大、抗干扰能力强等特点受到越来越广泛的关注, 特别是在军事上大量应用于精密跟踪、导弹制导、电子侦察对抗、军事通信等。全息天线是利用光学全息原理实现的一种新型天线, 由 Kock 在 1968 年提出^[1], Sievenpiper 在 2005 年提出了人工阻抗表面的概念, 设计出了线极化的全息天线^[2]。基于人工阻抗表面的全息天线因其易共形, 算法自适应性强等特点, 得到了广泛关注。Sivaseetharaman P 等分析了 TM 模式和 TE 模式在人工阻抗表面上的传播特性, 设计了 2 种工作在不同模式下的全息天线^[3], Tiejun CUI 通过将不同的干涉表面组合设计了一种多波束的线极化全息天线, 分析了它的频扫特性^[4]。此后相继报道了共形全息天线、波束扫描全息天线、张量全息天线^[5-8]。现在人工阻抗单元表面阻抗的计算都是采用本征频率求解的方式, 这种方法存在求解结果不稳定, 对仿真数据要求高的问题。本文采用了修正的等效传输线法^[9]来计算人工阻抗单元的表面阻抗。圆极化技术是全息天线的一个重要发展方向, 现在实现全息天线的圆极化主要采用的是各向异性的张量阻抗单元^[2], 这种形式的天线分析难度大, 结构复杂。本文通过在表面阻抗分布参数中引入相位调制, 采用标量单元实现了全息天线的圆极化辐射。

收稿日期: 2015-04-19; 修回日期: 2015-06-27

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61302047); 中国工程物理研究院科学技术发展基金资助项目(2013B0403065)

1 人工阻抗表面分析与设计

全息天线由激励源和干涉表面构成，干涉表面由不同表面阻抗的人工阻抗单元按特定阻抗分布参数排列而成。人工阻抗单元是全息天线的重要组成部分，单元由电小尺寸的方形微带贴片构成，介质板底层是金属地，顶层是大小可变的金属贴片，不同的金属贴片对应不同的表面阻抗，表面阻抗的计算可以采用本征频率计算，对于一个已知的单元，如图 1 所示，通过在 HFSS 仿真软件中建立周期边界条件，设周期长度为 a ，间隙为 g ，通过参数扫描可以得到本征频率等于工作频率时的主从边界相差 φ ，则切向传播常数 $k_t = \varphi/a$ ，TM 表面波的表面阻抗可以表示为^[2]：

$$Z = jZ_0 k_z / k \quad (1)$$

因此通过仿真可以得到不同贴片尺寸的表面阻抗，从而建立单元间隙 g 与表面阻抗 Z 的关系。这种方法需要利用仿真软件参数扫描主从边界的相位差来找到需要的本征频率，工作量巨大且增加了不确定因素。本文采用入射散射方法来分析表面阻抗，设入射电场为 E_i ，散射电场为 E_r ：

$$E_i = A x e^{ik_z z} \quad H_i = -\frac{1}{\eta} A y e^{ik_z z} \quad (2)$$

$$E_r = (Bx + Cy) e^{-ik_z z} \quad H_r = -\frac{1}{\eta} (Bx + Cy) e^{-ik_z z} \quad (3)$$

人工阻抗单元相比于工作波长是电小尺寸，标量阻抗单元是成中心对称的结构，不会产生正交的极化分量。因此可以认为单元的阻抗是各向同性的，其在 x 方向和 y 方向上的阻抗是相等的。其表面的电磁场关系可以表示为^[2]：

$$\begin{pmatrix} -H_y \\ H_x \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{xx}^{in} & Y_{xy}^{in} \\ Y_{yx}^{in} & Y_{yy}^{in} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_y \\ E_x \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{xx}^{in} & Y_{xy}^{in} \\ Y_{yx}^{in} & Y_{yy}^{in} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_y \\ E_x \end{pmatrix} \quad (4)$$

建立如图 1 所示的仿真模型，四周设置为主从边界条件，用平面波从单元顶部入射，设平面波极化方向为 x 方向，相位零点位于 $z=0$ 处，幅度为 $A=1$ ，通过仿真可以得到表面的散射场 B 、 C 的值。简化式(4)可以得到：

$$Y_{xx}^{in} = \frac{1}{\eta_0} \frac{(A+B)(A-B)+C^2}{(A+B)^2+C^2}; \quad Y_{xy}^{in} = \frac{1}{\eta_0} \frac{-C(A+B)-C(A-B)}{(A+B)^2+C^2} \quad (5)$$

建立如图 2 所示的电路模型，则输入阻抗可以表示为：

$$\begin{pmatrix} Y_{xx}^{in} & Y_{xy}^{in} \\ Y_{yx}^{in} & Y_{yy}^{in} \end{pmatrix} = \bar{Y}_{sheet} + \begin{pmatrix} 1/j\eta_1 \tan(k_1 d) & 0 \\ 0 & 1/j\eta_1 \tan(k_1 d) \end{pmatrix} \quad (6)$$

\bar{Y}_{sheet} 是贴片的等效电抗，为了求得表面阻抗，利用修正的等效传输线技术^[9]，将其修改后应用到周期结构的标量阻抗单元，可以由 \bar{Y}_{sheet} 解得表面阻抗 \bar{Y}_{surf} ：

$$\bar{Y}_{surf} = \bar{Y}_{sheet} + \begin{pmatrix} 1/j\eta_{z1} \tan(k_{z1} d) & 0 \\ 0 & 1/j\eta_{z1} \tan(k_{z1} d) \end{pmatrix} \quad (7)$$

其中：

$$k_{z1} = \sqrt{k_0^2(\epsilon_{r1}-1) + \left(\frac{k_0}{Y_{surf}\eta_0}\right)^2}, \quad \eta_{z1} = \frac{\eta_0 k_{z1}}{\epsilon_{r1} k_0} \quad (8)$$

人工阻抗单元的介质板采用 Rogers Duroid 5880，厚度 $d=0.508$ mm，介电常数 2.2，单元周期 $a=1.6$ mm，工作频率为 35 GHz，通过计算不同单元尺寸人工阻抗表面，可以得到间隙 g 与表面阻抗的关系，如图 3 所示。图 3 描述了利用传输线法和本征频率法计算的表面阻抗与间隙的关系，在误差允许的范围，可以认为它们二者的结果是相等的，同时也说明了算法的正确性。通过曲线拟合，可以得到间隙 g 与表面阻抗 Z 的关系为：

$$Z = 102.9e^{-8.621 \cdot g} + 81.47e^{-0.06599 \cdot g} \quad (9)$$

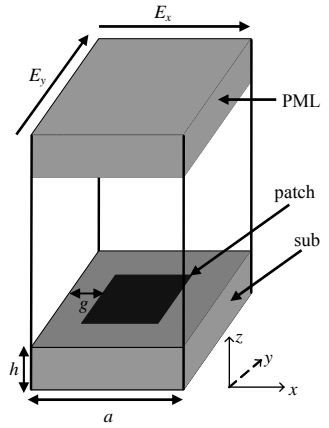


Fig.1 Model of artificial impedance surface
图 1 人工阻抗单元模型

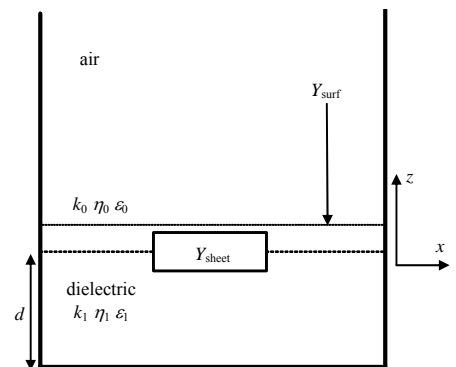


Fig.2 Transmission line model of unit cell
图 2 等效传输线模型示意图

当单元间隙 g 从 0.1 mm 变化到 0.68 mm, 表面阻抗从 120Ω 变化到 78Ω 。

2 毫米波圆极化全息天线设计

光学全息原理中, 干涉图样由参考光和物光相叠加而成, 利用光学近似原理, 全息阻抗表面由源场和目标场相干涉而成, 通过全息表面对源场的二次散射形成预期的方向图, 全息表面的阻抗分布参数可以表示为^[2]:

$$Z_{surf} = j(X_s + MRe(\psi_{rad}\psi_{ref}^*)) \tag{10}$$

式中: X_s 为干涉表面的平均阻抗; M 为表面调制深度。

单极子天线激励的表面波的方向图可以表示为式(11), 天线预期辐射方向图表示为式(12):

$$\psi_{ref} = \exp(-jk_t\rho) \tag{11}$$

$$\psi_{rad} = \exp(-jk_0r \cos\theta) \tag{12}$$

式中: ρ 为场点沿干涉表面到源点的距离; θ 为 r 和 k_0 的夹角, 代表了波束沿 z 轴的偏转角度, 为了实现在 y 方向偏 z 轴 35° 辐射, 此处 $\theta=55^\circ$ 。将式(11)、式(12)代入式(10)可得:

$$Z_{surf} = j(X_s + M \cos(k_t\rho + k_0y \cos\theta)) \tag{13}$$

利用式(13)的表面阻抗分布参数调制表面波, 在正交方向上二次辐射得到的是等幅同向的场, 可以实现天线波束沿 z 轴偏转 35° 的线极化辐射。为了实现圆极化辐射, 在式(13)中引入相位调制项, 通过合理设置相移, 可以在正交方向上激励起等幅相位相差 90° 的场分布, 从而实现圆极化。变化后的阻抗分布参数如式(14)所示:

$$Z_{surf} = j(X_s + M \cos(k_t\rho + k_0y \cos\theta + \varphi)) \tag{14}$$

式中 φ 是在 xy 面内与 x 轴的夹角。

由式(14)可以看出, 在干涉平面内任意的正交方向, 都是相差 90° 的相位, 则表面阻抗相差 M , 因此表面相速度相差 90° , 从而在正交方向上可以二次激励其幅度相对相位相差 90° 的场, 实现圆极化。在这里, 取 $X_s=99, M=21$, 得到的干涉表面阻抗分布情况如图 4 所示。将式(14)代入式(9)可以得到干涉表面上不同位置的单元尺寸, 利用 Matlab-HFSS 联合建模, 可以得到圆极化的全息天线如图 5 所示, 天线由 60×68 个准周期单元构成, 在中心焦点处从底部采用探针馈电, 探针高出阻抗表面 1.65 mm。

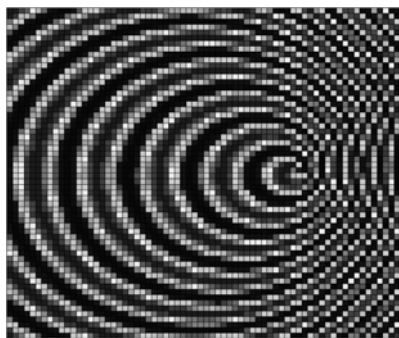


Fig.4 Impedance distribution of interference surface
图 4 干涉表面阻抗分布图

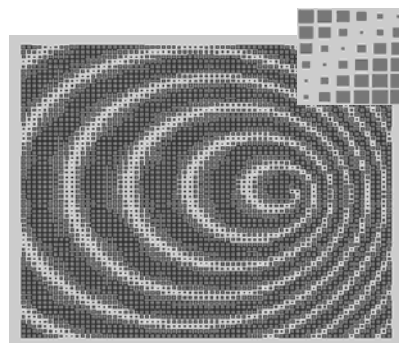


Fig.5 Model of circularly polarized antenna
图 5 圆极化全息天线模型

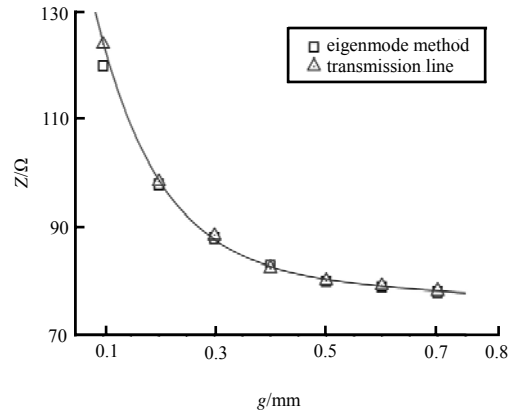


Fig.3 Surface impedance vs. gap size g
图 3 单元间隙 g 与表面阻抗的变化关系

3 仿真结果与分析

为了验证理论设计的准确性, 将上述模型在电磁仿真软件 Ansoft HFSS 中进行了分析。天线的驻波仿真结果如图 6 所示, 可以看到天线工作在 Ku 波段, 具有较宽的驻波带宽。天线的轴比随角度变化的曲线如图 7 所示, 在主波束宽度范围内, 具有良好的轴比特性。天线在 35 GHz 和 37 GHz 的方向图如图 8 所示, 波束沿 z 轴偏转 35° , 与理论设计一致, 最大增益达到 21 dB。

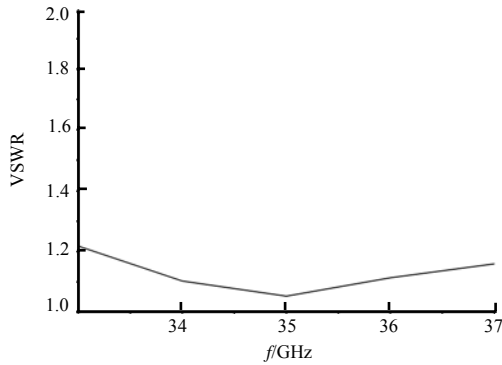


Fig.6 VSWR vs. frequency
图 6 VSWR

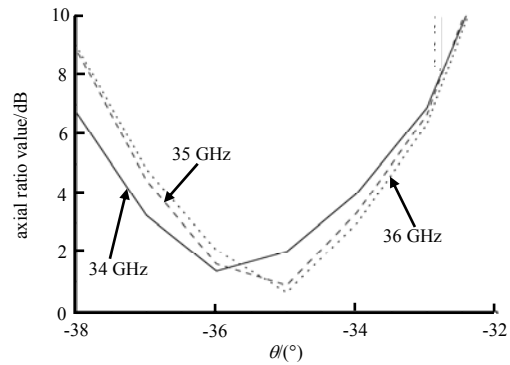


Fig.7 Axial ratio vs. angle θ
图 7 不同频率的轴比随角度的变化

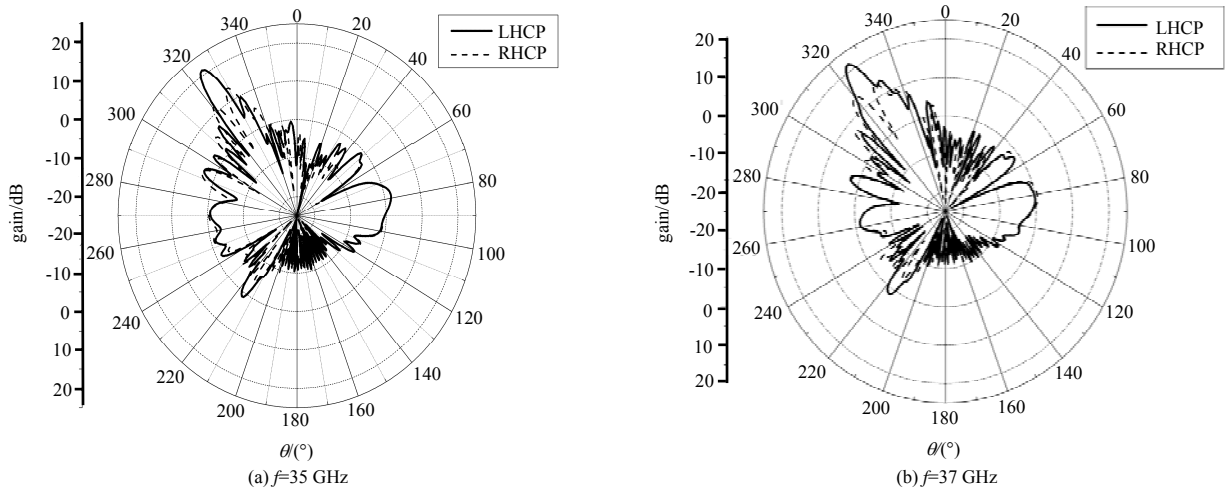


Fig.8 Radiated patterns of Left Hand Circular Polarization(LHCP) and Right Hand Circular Polarization(RHCP)
图 8 左右旋极化的天线方向图

4 结论

本文提出了利用等效传输线模型计算标量人工阻抗单元表面阻抗的方法,相比于本征模求解表面阻抗,利用传输线模型更高效、准确。在现有的全息天线设计方法基础上,提出了相位调制的概念,通过改变表面阻抗分布参数,采用标量阻抗单元实现了全息天线的圆极化。天线由干涉表面和激励探针构成,具有轮廓低、结构简单、波束偏离法向的角度易控制等特点。给出了表面阻抗分布参数的计算方法,通过变化阻抗分布参数,可以实现圆极化波束任意角度的偏转。

参考文献:

- [1] KOCK W E. Microwave holography[C]// Microwave Symposium, G-MTT 1970 International. 1970:120-123.
- [2] FONG B H, COLBURN J S, OTTUSCH J J, et al. Scalar and tensor holographic artificial impedance surfaces[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2010, 58(10):3212-3221.
- [3] PANDI S, BALANIS C A. Antenna beam forming using holographic artificial impedance surface[C]// International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics. Victoria, BC, Canada: [s.n.], 2014:1-2.
- [4] LI Yunbo, CAI Bengeng, CUI Tiejun. Design of multi-beam holographic leaky-wave antenna with one/two-dimension frequency sweep[C]// 2014 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications. Palm Beach, Florida, USA: [s.n.], 2014:582-584.
- [5] ZHANG Yuan, OUYANG Jun, ZHANG Kaizhi, et al. Conformal antennas based on holographic artificial impedance surfaces[C]// Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI). Memphis, Tennessee, USA: [s.n.], 2014:1552-1553.
- [6] RUSCH C, BEER S, PAHL P, et al. Electronic beam scanning in two dimensions with holographic phased array antenna[C]// International Workshop on Antenna Technology. Karlsruhe, Germany: [s.n.], 2013:23-26.

- [7] FANG Weihai,PENG Fei,FENG Nian. Millimetre-wave end-fired antenna array for active 3D holographic imaging system[J]. Electronics Letters, 2014,50(5):341-343.
- [8] CHRISTIAN R,STEFAN B,HEIKO G,et al. Holographic antenna with antipodal feed for frequency-scanning radar[C]// Antennas and Propagation Society International Symposium(APSURSI). Orlando,FL,USA:[s.n.], 2013:234-235.
- [9] PATEL A M,GRBIC A. A printed leaky-wave antenna based on a sinusoidally-modulated reactance surface[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2011,59(6):2087-2096.

作者简介:



李江(1989-),男,四川省阆中市人,在读硕士研究生,主要研究方向为天线设计、超材料研究.email:chnlij@sina.com.

杨春(1973-),男,陕西省宝鸡市人,博士,研究员,硕士生导师,主要研究方向为电磁场与微波技术.

陈琦(1981-),男,重庆市人,硕士,副研究员,主要研究方向为毫米波太赫兹天线、光子晶体与超材料等.

李波(1987-),男,四川省绵阳市人,硕士,助理研究员,主要研究方向为电磁超材料、阵列天线技术等.

何晓阳(1983-),男,湖北省咸宁市人,博士,副研究员,主要研究方向为共形天线、太赫兹技术等.

(上接第 580 页)

- [14] 董焯,董志伟,杨温渊,等. 0.22 THz 折叠波导行波管放大器理论分析与数值模拟[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2011,9(3):313-319. (DONG Ye,DONG Zhiwei,YANG Wenyuan,et al. Theoretical analysis and numerical study of 0.22 THz FWG-TWT[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2011,9(3):313-319.)
- [15] 董焯,董志伟,杨温渊,等. 能散度与发射度模块在太赫兹 FWTWT 模拟中的应用[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013,11(5):664-669. (DONG Ye,DONG Zhiwei,YANG Wenyuan,et al. Application of electron kinetic and angular spread modules for Terahertz Folded-Waveguide Travelling Wave Tube simulation[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2013,11(5):664-669.)

作者简介:



董焯(1981-),男,西安市人,硕士,副研究员,主要研究方向为高功率微波技术、全电磁粒子模拟技术、太赫兹微电真空器件理论与数值模拟技术.email:dongye0682@sina.com.

董志伟(1962-),男,河北省滦县人,博士,研究员,主要研究方向为高功率微波技术、脉冲功率技术、太赫兹电真空器件与太赫兹传输.

周海京(1970-),男,江苏省建湖县人,博士,研究员,主要研究方向为复杂电磁环境技术、大规模并行计算技术(计算电磁学)、超宽带天线技术.

杨温渊(1970-),女,山西省平遥县人,博士,研究员,主要研究方向为高功率微波源及太赫兹微电真空器件理论与数值模拟技术.