

文章编号:1005-6122(2005)06-0043-04

一种新型圆极化高功率微波天线*

袁成卫^{1,2} 刘庆想¹ 钟辉煌² 钱宝良² 张建德²

(1. 西南交通大学理学院, 成都 610031; 2. 国防科技大学光电科学与工程学院, 长沙 410073)

摘要: 介绍了一种新型圆极化高功率微波天线, 可辐射高功率微波源所产生的 TEM 或 TM_{01} 模。该天线由同轴插板式模式转换器和一种新型同轴插板式喇叭组成, 模式转换器将输入的同轴 TEM 模转换为 4 个相位依次相差 90° 的扇形波导 TE_{11} 模, 并通过新型喇叭辐射, 在轴向上获得了圆极化辐射场。优化设计了一个中心频率为 4GHz 的天线, 其总长度为 385mm, 喇叭口径 320mm。在中心频率上天线增益为 19.3dBi, 轴比 1.06, 反射损耗 -20 dB。在 3.8~4.2GHz 的频率范围内增益大于 18.9dBi, 反射损耗小于 -10 dB。

关键词: 高功率微波, 模式转换器, 模式转换天线, 圆极化天线

A Novel Circularly-Polarized High-Power Microwave Antenna

YUAN Cheng-wei^{1,2}, LIU Qing-xiang¹, ZHONG Hui-huang², QIAN Bao-liang², ZHANG Jian-de²

(1. College of Science, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;

2. College of Optoelectric Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A novel circularly-polarized high power microwave (HPM) antenna is presented, which can directly radiate the coaxial TEM mode or circular TM_{01} mode from high-power microwave sources. The antenna is composed of a coaxial fin-inserted mode converter and a coaxial fin-inserted horn. The coaxial TEM mode is converted to four sector TE_{11} modes with 90° phase-difference between two neighbor ports, and radiated by the horn. An antenna for 4GHz is designed with the length of 385mm and the aperture diameter of 320mm. The calculated results show that it has a gain of 19.3dBi at 4GHz with AR = 1.06 and return loss = -20 dB, its gain exceeds 18.9dBi and its return loss is below -10 dB in the range of 3.8~4.2GHz.

Key words: High-power microwave, Mode converter, Mode-transducing antenna, Circularly-polarized antenna

引言

许多高功率微波源如虚阴极振荡器、相对论返波管、磁绝缘线振荡器、相对论速调管等^[1], 输出的模式为同轴 TEM 模或圆波导 TM_{01} 模, 这些模式的辐射方向图呈空心圆锥状, 不利于高功率微波的定向传输与发射。要实现这些模式的定向辐射, 一般要先进行模式转换, 把 TEM 模或 TM_{01} 模转换为具有轴向辐射最大值的圆波导 TE_{11} 模, 再通过传统天线辐射出去。在小型化高功率微波装置中常采用“S 型模式转换器^[2] + 圆锥喇叭”辐射系统, 但该系统中的 S 型模式转换器具有输入输出不共轴的弯曲结构, 不利于高功率微波辐射系统的小型化和紧凑

化, 另外其输出为线极化 TE_{11} 模, 也不能满足高功率微波在一些应用上的需要。对于高功率微波而言, 为了增加与目标的耦合概率, 我们总希望在系统的轴线方向上获得圆极化辐射场。然而, 到目前为止除 COBRA 天线^[3,4] 外, 尚未见到其它用于高功率微波的圆极化天线报道。COBRA 天线虽然可以实现轴线上的圆极化辐射, 但反射面式 COBRA 天线^[3] 复杂的结构和较低的口径效率使其不适合在小型高功率微波系统中应用; 透镜式 COBRA 天线^[4] 虽然结构较为简单, 但仍有尺寸大、口径效率低等问题。基于这种需要, 本文提出了一种新型圆极化高功率微波天线。该天线由一种新型同轴插板式模式转换器和一种新型喇叭组成, 模式转换器可

* 收稿日期: 2004-08-31; 定稿日期: 2005-01-05

基金项目: 国家 863 计划项目资助课题(2004AA872020)

以在较短的尺寸上将同轴 TEM 转换为 4 个相位依次差 90° 的扇形波导 TE_{11} 模,喇叭部分将上述 4 个 TE_{11} 模组合起来并辐射出去,形成圆极化辐射场。模式转换部分和喇叭部分组合起来统称为模式转换天线。对于圆波导 TM_{01} 模,要先将 TM_{01} 模变为同轴 TEM 模,再通过本文所述模式转换天线辐射。由于实现 TM_{01} -TEM 模式转换的结构非常简单,在高功率微波源中已广泛应用,因此本文不再阐述。

1 天线的基本结构和原理

1.1 模式转换器的基本结构和原理

模式转换器基本结构如图 1(a) 所示,在同轴波导内沿角向均匀放置 4 块金属板,将同轴波导分隔为 4 个 90° 扇形波导(图中分别用 1、2、3、4 对其标出)。这样,左端口输入的同轴 TEM 模将转变为扇形波导中的 TE_{11} 模。要在输出口获得圆极化辐射,必须调节各扇形波导输出微波的相位,使得 4 个输出口输出微波的相位依次相差 90° ,这一点与 COBRA 天线的基本原理一致。为了实现不同输出口输出微波的相位差,如图 1(b) 所示在各扇形波导中央再插入长度不等的金属板,这些金属插板把原来的 90° 扇形波导分隔为两个 45° 扇形波导,通过调节各插板的长度可以实现输出口相位的改变,其基本原理与文献[5]中的模式转换器一致。

设 90° 扇形波导内 TE_{11} 模的传播常数为 β_1 , 45° 扇形波导内 TE_{11} 模的传播常数为 β_2 ,则不难得到相邻输出口输出 TE_{11} 模的相位差为:

$$\phi_{i+1} - \phi_i = (\beta_1 - \beta_2)(L_{i+1} - L_i) \quad (i = 1, 2, 3) \quad (1)$$

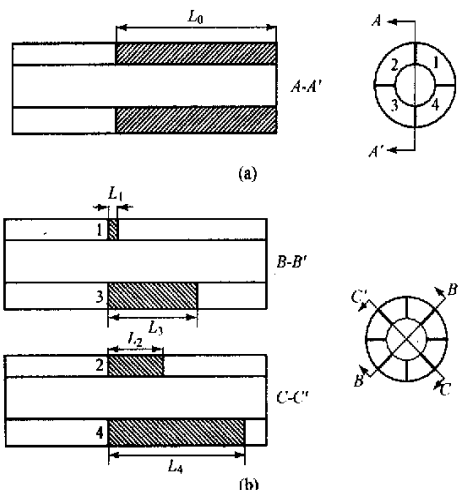


图 1 模式转换器结构示意图(左:剖面图,右:轴向视图)

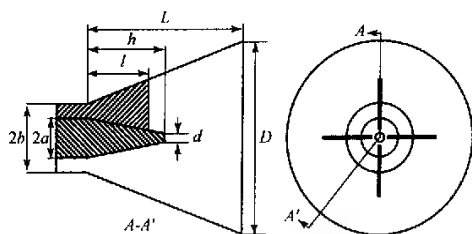


图 2 新型喇叭结构示意图(左:剖面图,右:轴向视图)

其中下标 i 表示第 i 个扇形波导, L_i 为第 i 个扇形波导中插入金属板的长度。当相邻扇形波导的输出相位差为 90° 时,有 $\phi_{i+1} - \phi_i = \pi/2$,从而可得插入金属板长度之间的关系:

$$L_{i+1} - L_i = \frac{\pi}{2(\beta_1 - \beta_2)} \quad (i = 1, 2, 3) \quad (2)$$

1.2 喇叭部分的基本结构和原理

为了将上述模式转换器所输出的 4 个扇形波导 TE_{11} 模有效辐射出去,设计了图 2 所示的同轴插板式喇叭,即在同轴圆锥喇叭中插入 4 块金属板,将同轴喇叭分隔为 4 个扇形截面喇叭,组成了一个喇叭阵列。4 个扇形截面喇叭分别辐射相位依次相差 90° 的 TE_{11} 模,从而形成圆极化辐射场。4 个扇形截面喇叭的后端可看作是一个圆锥喇叭,可以起到提高增益和减小副瓣的作用。

2 天线的优化设计与数值计算

2.1 模式转换器的设计

依据需要,我们选定天线的中心频率为 4GHz。模式转换器的设计包括:同轴波导的内外导体半径,插板的厚度、长度以及匹配结构等。

同轴波导内导体半径 a 和外导体半径 b 的参数选取要保证两种扇形波导内仅传输 TE_{11} 模。由图 1 可以看到, 90° 扇形波导中的微波模式由两个相位一致的 45° 扇形波导 TE_{11} 模激励,但这种激励仅能产生 TE_{11} 、 TE_{31} 等横向场呈偶对称分布的模式,而不会产生 TE_{21} 、 TE_{41} 等横向场呈奇对称分布的模式^[6]。因此扇形波导中 TE_{11} 单模传输的条件为: 45° 扇形波导中仅能传输 TE_{11} 模, 90° 扇形波导中 TE_{31} 模截止。表 1 给出了 $a = 50\text{mm}$, $b = 65\text{mm}$ 时两种扇形波导中几种模式的截止频率。由表中数据可以看到,要使 45° 扇形波导中 TE_{11} 模单模传输,就必须满足 $3.327\text{GHz} < f < 6.629\text{GHz}$;要使 90° 扇形波导中 TE_{11} 模单模传输,必须满足 $1.665\text{GHz} < f < 4.983\text{GHz}$ 。因此,当 $a = 50\text{mm}$, $b = 65\text{mm}$ 时,在 $3.327\text{GHz} < f <$

4.983GHz 的频率范围内可满足两种扇形波导内单模传输的条件。

表 1 $a=50\text{mm}, b=65\text{mm}$ 时两种扇形波导中各模式的截止频率 GHz

波导	TE ₁₁ 模	TE ₂₁ 模	TE ₃₁ 模
90°扇形波导	1.665	3.327	4.983
45°扇形波导	3.327	6.629	9.985

在同轴波导内插入的金属板与高功率微波源同轴提取区所广泛采用的金属支撑杆^[7]一样,属于感性结构,在金属板的表面和两端没有电场集中,因而金属板的厚度不须太厚,这里选金属板厚 2mm。

金属板的长度是整个结构中至关重要的参数,通过计算来确定。由式(2)可知,金属板的长度与波导内传播常数有关。扇形波导内 TE₁₁ 模的传播常数为^[6]:

$$\beta = \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 - \left(\frac{x_{11}}{b}\right)^2} \tag{3}$$

其中 f 为微波频率, c 为真空中光速, x_{11} 为方程

$$J_v'(x)Y_v\left(\frac{a}{b}x\right) - J_v\left(\frac{a}{b}x\right)Y_v'(x) = 0 \tag{4}$$

的第 1 个根,式中 $J_v(x)$ 和 $Y_v(x)$ 分别为 v 阶贝塞尔函数和 v 阶诺依曼函数, $v=\pi/\alpha$, α 为扇形波导的夹角。根据式(3)和式(4)可求得 90°和 45°扇形波导中的传播常数分别为: $\beta_1=0.07587\text{mm}^{-1}$ 和 $\beta_2=0.04142\text{mm}^{-1}$ 。由式(2)可以得到各金属插板之间的长度关系 $L_{i+1}-L_i=45.6\text{mm}$ 。若取 $L_1=3\text{mm}$,那么 $L_2=48.6\text{mm}, L_3=94.2\text{mm}, L_4=139.8\text{mm}$ 。

为了验证上述设计结果,我们用有限元程序对上述结构参数的模式转换器进行了计算,结果见表 2。由表 2 可以看到:模式转换器的反射较大,有 TEM、TE₁₁ 和 TE₂₁ 等 3 种模式;由于反射模式的影响,模式转换器 4 个出口模式的振幅不一致,且相邻波导口的相位差也不是我们所期望的 90°。

表 2 没有匹配结构时的模式转换器计算结果

反射模式系数		输出 TE ₁₁ 模系数		
模式	幅度	输出口	幅度	相位(°)
TEM	0.325	1	0.440	-102.3
TE ₁₁	0.148	2	0.479	-1.7
TE ₂₁	0.194	3	0.410	84.1
		4	0.488	167.7

上述反射是金属板前沿和后沿处的结构突变引起的,可以通过在金属板的前后沿附近分别设置匹配金属杆来消除前后沿的反射。匹配金属杆的直径

和位置通过有限元程序计算确定。通过计算发现:分别在 8 块金属板前 15mm 处设置直径为 2mm 的金属杆可以消除金属板的前沿反射;分别在 4 块金属插板的后端 18mm 处设置直径为 1mm 的金属杆可以消除金属插板的后沿反射。表 3 为在金属板前后分别加了匹配结构后模式转换器的计算结果。可以看到:反射模式变得很小;各输出口模式的振幅基本一致,相邻输出出口的相位差也近似为 90°。

表 3 有匹配结构时的模式转换器计算结果

反射模式系数		输出 TE ₁₁ 模系数		
模式	幅度	输出口	幅度	相位(°)
TEM	0.062	1	0.496	-102.9
TE ₁₁	0.016	2	0.501	-11.4
TE ₂₁	0.006	3	0.497	79.1
		4	0.501	168.6

2.2 喇叭结构的优化设计

喇叭结构的设计主要依据有限元程序的计算结果来优化。计算时根据实际需要保持喇叭的长度 $L=200\text{mm}$ 不变,通过改变喇叭口径 D 、内锥体长度 h 和锥体顶部直径 d 和扇形截面喇叭长度 l 来寻求喇叭的最大增益。优化的结果为:在 $D=320\text{mm}, d=10\text{mm}, h=52\text{mm}$ 和 $l=41\text{mm}$ 的情况下可获得最大增益 19.3dBi。

2.3 天线的整体设计与数值计算结果

将模式转换器和喇叭组合起来就构成了新型模式转换天线,这里需要调整的量仅有扇形波导的总长度 L_0 。由于在金属插板后需一定的长度才能使高阶模衰减,形成稳定的 TE₁₁ 模式,因此 L_0 应大于一定长度。 L_0 太小会影响输出口输出模式的相位,从而影响天线的轴比。 L_0 与天线轴比的关系如表 4 所示,可以看到 L_0 越大,天线的轴比越好,但当 L_0 大于一定长度后,长度的增加对轴比的改善不明显。这里我们选 $L_0=170\text{mm}$,则天线的总长度为:前端匹配杆距金属板前沿距离 $15\text{mm}+L_0$ +喇叭长 $200\text{mm}=385\text{mm}$ 。

表 4 L_0 与天线轴比的关系

L_0/mm	160	170	180
轴比	1.164	1.060	1.052

用有限元程序对上述结构进行系统的模拟仿真,以验证本文所设计的新型圆极化模式转换天线结构的可行性。图 3 为天线的远场辐射方向图,可以看到整个辐射方向图具有较好的旋转对称性,天线最大增益为 19.3dBi,主瓣半功率宽度约为

15.5°。图4为天线在不同 ϕ 平面上的轴比,在轴向上天线的轴比为1.06,在半功率波束宽度内轴比小于1.5。天线的增益和反射损耗随频率的变化关系如图5所示,可以看到:在3.8~4.2GHz的范围内增益超过18.9dBi;中心频率上反射损耗为-20dB,在3.8~4.2GHz的频率范围内反射损耗低于-10dB。

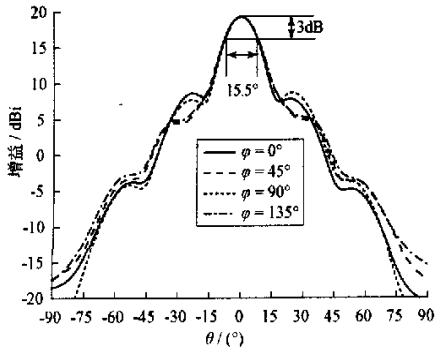


图3 天线远场辐射方向图

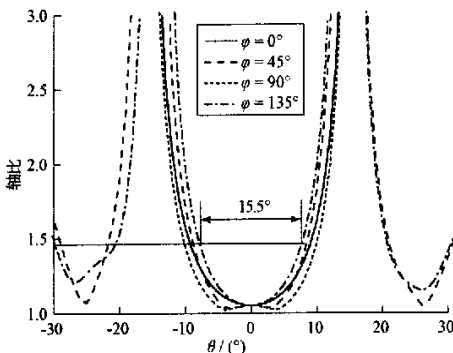


图4 天线的轴比

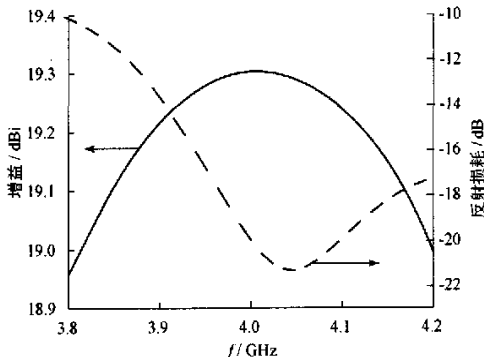


图5 天线的增益和反射损耗随频率的变化关系

3 结论

本文给出了一种新型圆极化高功率微波模式转换天线,该天线集模式转换和喇叭辐射于一体,具有输入输出共轴、结构紧凑、易于实现等优点。优化设

计的4GHz圆极化天线,在长度385mm、口径320mm的结构尺寸下获得了19.3dBi的增益,其口径效率为47.4%,大于两种COBRA天线的口径效率(约为30%)^[3,4],结构上也比两种COBRA天线和目前常用的“S型模式转换器+圆锥喇叭”辐射系统更加紧凑。初步的设计和计算结果验证了这种新型天线的可行性。

文中主要提出一个概念和方法,将同轴TEM模变换为4个扇形波导 TE_{11} 模输出,通过调节各输出模式的相位,形成圆极化辐射场。在实际应用中,可依据同轴波导的尺寸和2.1节所述单模工作条件的要求,将同轴波导分隔成多个(不少于3个)扇形波导输出,通过合理设计金属插板的长度来调节各输出口微波的相位,同样可以形成圆极化辐射场。

参考文献

- [1] Robert J B, Edl S. High-power microwave sources and technologies. IEEE Press Series on RF and Microwave Technology, 2001
- [2] 牛新建,李宏福,谢仲怜. 高功率毫米波圆波导 TM_{01} - TE_{11} 模式变换分析. 强激光与粒子束, 2002, 14(1): 90~94
- [3] Courtney C C, Voss D E, Baum C E, et al. A description and the measured performance of three coaxial beam-rotating antenna prototypes. IEEE Trans on AP, 2002, 44(3): 30~47
- [4] Courtney C C. Design and numerical simulation of coaxial beam-rotating antenna lens. Electronic Letters, 2002, 38(11): 496~498
- [5] 刘庆想,袁成卫. 一种新型同轴TEM-圆波导 TE_{11} 模式变换器. 强激光与粒子束, 2004, 18(11): 90~94
- [6] 张克潜,李德杰. 微波光子学中的电磁理论. 北京: 电子工业出版社, 2001
- [7] 张晓萍,钟辉煌,袁成卫. 微波源中同轴提取区支撑杆的理论分析与设计. 微波学报, 2004, 20(2): 46~50

袁成卫 现为国防科技大学博士研究生。主要研究方向为高功率微波、电磁场数值方法等。

E-mail: ehfz-yew@163.com

刘庆想 现为西南交通大学教授、博士生导师, 863-803主题专家组成员。主要从事高功率微波源、脉冲功率技术、高功率微波天线、自由电子激光等领域的研究。

钟辉煌 国防科技大学教授、博士生导师, 国家高技术863主题专家组成员。主要从事高功率微波、脉冲功率技术、等离子体物理、自由电子激光器等领域的研究。

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>