

# 一种基于负折射电路的宽带圆极化微带天线

项 阳<sup>1,2</sup>,钱祖平<sup>3</sup>,施 伟<sup>1</sup>,吴保中<sup>3</sup>

(1. 总参第 63 研究所, 江苏南京 210007; 2. 东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏南京 210096;  
3. 解放军理工大学通信工程学院, 江苏南京 210007)

**摘要:** 文章基于负折射电路原理, 提出利用集总电容、电感加载构造得到宽带 90 度功分移相器, 并提出了利用该功分移相器结合翻转容性馈电结构来拓展宽微带天线的阻抗带宽和轴比带宽的方法。设计并制作了工作频率为 1.375GHz、轴比小于 3dB 的相对带宽为 52.37%、在此频带内驻波比小于 2 的天线。

**关键词:** 负折射; 轴比带宽; 功分器; 移相器

中图分类号: TN24 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2009) 12-2668-04

## A Novel Broadband Circularly Polarization Microstrip Antenna Based on Negative Refraction Circuit

XIANG Yang<sup>1,2</sup>, QIAN Zu-ping<sup>3</sup>, SHI Wei<sup>1</sup>, WU Bao-zhong<sup>3</sup>

(1. The 63rd Research Institute of The General Staff Headquarters, Nanjing, Jiangsu 210007, China;  
2. State Key Laboratory of Millimeter Wave, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China;  
3. Institute of Communication & Electronics, PLA, University of Science & Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

**Abstract:** Based on the negative refraction circuit theory, a novel broadband Power Divider and Phase Shifter which is constructed by conventional transmission line with lumped – element series capacitors and shunt inductors is proposed in this paper. And the realization method of broadening impedance and axis ratio bandwidth is analyzed. A microstripe antenna which central frequency is 1.268GHz is designed, and the axis ratio bandwidth achieved 52.37percent. The VSWR is below 2 in the AR bandwidth.

**Key words:** negative refraction; axis ratio bandwidth; power divider; phase shifter

## 1 引言

近年来, 随着现代微波通信的发展, 宽频带圆极化微带天线的发展越来越受到天线研究者的重视, 各种形式的宽带圆极化微带天线层出不穷。文献[1,2]使用单层微带双馈结构, 其圆极化带宽可达 20%。文献[3]使用开槽耦合的馈电形式在贴片上激励两个正交的谐振模式, 可以获得很好的圆极化效果, 但开槽耦合带来了天线阻抗带宽和轴比带宽的限制。文献[4]对开槽耦合馈电形式做出了改进, 使其带宽得到了大幅提高。文献[5]用 Wilkinson 功分移相电路和容性耦合结构的馈电形式, 同时使用空气夹层, 使得贴片天线的阻抗带宽和轴比带宽展宽到了 40%, 带内增益保持在 5dB 以上。文献[6]中利用 Wilkinson 功分移相电路和 L 型探针馈电这种新颖的馈电结构, 使得天线轴比带宽达到 35%。

负折射介质特性是近年来的研究热点, 而基于集总电容、电感周期加载结构形式更被广泛地应用到宽带

化、小型化微波器件领域。文献[7]论述了负折射结构在宽带和小型化的微带传输线中的应用。在此基础上, 文献[8]用负折射电路构造了宽带功分移相器<sup>[9]</sup>。文章在利用文献[8]的基础上, 构造了中心频率 1.375GHz, 宽带 90°功分移相器, 并通过倒置电容<sup>[10]</sup>结构给微带贴片馈电, 提高了这种天线圆极化带宽。

## 2 天线结构

如图 1 所示, 天线通过 Wilkinson 功分移相器将输入能量分成两路幅值相同, 相位差 90°的信号。这两路信号通过探针和顶部的耦合电容相连耦合到辐射贴片。辐射贴片为半径为  $R$  的圆形, 倒置耦合电容半径为  $L/2$ , 其圆心距离辐射贴片圆心为  $r$ 。天线顶面的耦合电容和馈电探针电感构成谐振电路, 谐振频率和辐射贴片的谐振频率相近, 提高了整个天线的阻抗带宽。两路相差 90°的馈电方式增加了天线的圆极化带宽。共用接地平面上开槽 1 的宽度直接影响天线效率, 若开槽宽度很小, 则

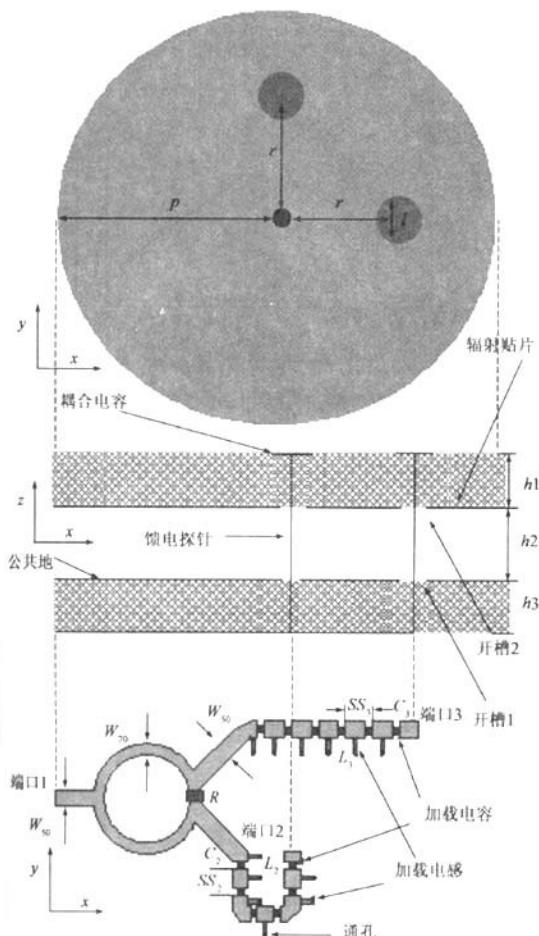


图1 天线结构图

天线效率变低.若开槽过大,则天线的圆极化效果和阻抗特性将受到影响.在设计和仿真过程中合理选取开槽1的宽度,能够使天线总体效果达到最好.在圆形辐射贴片上开槽的宽度直接影响天线阻抗带宽,调整开槽2的宽度,相当于调整天线馈点的阻抗特性,这种方式增加了馈点匹配设计的自由度,便于得到天线的最佳性能.圆形贴片的主模是  $TM_{11}$  模<sup>[11]</sup>,根据上述天线结构, $TM_{11}$  模的场的能量集中在空气层中.贴片设计半径为:

$$R = \frac{1.841 \cdot c}{(2\pi f_r \cdot \sqrt{\epsilon_r})} \quad (1)$$

其中  $c$  是自由空间的光速,  $f_r = 1.3 \times 10^9$  (Hz) 是中心频率,  $\epsilon_r = 1$ ,  $R$  是圆贴片半径, 考虑到空气层厚度的影响, 对贴片的设计半径进行理论修正<sup>[9]</sup>:

$$R_e = R / [1 + 2h / (\pi a \epsilon_r) \cdot (\ln(\pi a / 2h) + 1.7726)]^{1/2} \quad (2)$$

其中  $h$  是空气层厚度.根据上述公式计算得到贴片半径:  $R = 61$  mm, 但由于公式中的  $\epsilon_r$  严格来说是整个空间

表1 天线部分结构参数

$p$	55.00mm	$r$	31.00mm
$h_2$	5.00mm	$h_3$	2.00mm
$R$	100Ω	$C_3$	4.90PF
$L_2$	25.00nH	$ss_2$	11.10mm
$L$	0.50mm	$h_1$	2.00mm
$W_{50}$	4.20mm	$W_{70}$	2.40mm
$L_3$	12.24nH	$C_2$	10.00PF
$ss_3$	8.60mm		

的等效介电常数,同时由于容性馈电电路的存在,根据公式计算得到的贴片半径必然比实际半径要大.介质板的介电常数为 2.54, 损耗角正切为 0.001. 在设计的过程中,为了使整体天线的面积最小,就要尽可能的使贴片和功分移相器在垂直方向上重合的面积最多. 这要求在设计馈电电路时要尽量和天线馈电点相匹配,但过多的微带折弯将使得能量在传输过程中辐射损耗增大. 图 1 是综合考虑上述两种情况之后的设计结果. 其中  $L_1$  是端口 3 支路上的加载电感,  $C_1$  是加载电容,  $L_2$  是端口 2 支路上的加载电感,  $C_2$  是加载电容,  $ss$  为加载周期. 这种设计结构参量较多,便于在仿真过程中逐一调节. 其中端口 1 是馈电端口, 端口 2 和端口 3 是功分移相器输出端口. 表 1 为单元天线的部分结构参数.

### 3 功分电路设计

Winkinson 功分器结构如图 1 所示. 功分器可以看作一个三端口网络. 端口 1 为输入端, 端口 2,3 为输出端. 两个输出端之间互相隔离 ( $S_{23} = S_{32} = 0$ ). 功分器的两个分支线特征阻抗是  $\sqrt{Z_0}$ ,  $Z_0 = 50\Omega$ . 和两个输出端相连的移相器由一维负折射传输线构成, 两个移相器的微带宽度为 4.2mm, 端口 2 连接的移相器和端口 3 连接的移相器相移<sup>[9]</sup>为:

$$\Phi_2 = \Phi_0 + n_2 (\omega \sqrt{LC} \cdot ss_2 - \frac{1}{(\omega \sqrt{L_2 C_2})}) \quad (3)$$

$$\Phi_3 = \Phi_0 + n_3 (\omega \sqrt{LC} \cdot ss_3 - \frac{1}{(\omega \sqrt{L_3 C_3})})$$

其中  $\Phi_0$  为移相器中周期结构前端的移相相位,  $n_2$  为端口 2 传输线的加载周期数,  $ss_2$  为周期长度,  $n_3$  为端口 3 传输线的加载周期数,  $ss_3$  为周期长度,  $L, C$  分别为微带线的分布电感和分布电容. 那么两个端口之间的相位差为:

$$\Delta\Phi = \Phi_3 - \Phi_2 |_{\omega = \omega_0} = \omega_0 \sqrt{LC} \cdot (n_2 \cdot ss_2 - n_3 \cdot ss_3)$$

$$+ \frac{1}{\omega_0} \cdot \left( \frac{n_3}{\sqrt{L_3 C_3}} - \frac{n_2}{\sqrt{L_2 C_2}} \right) = \frac{\pi}{2} \quad (4)$$

负折射传输线上的加载的串联电容和并联电感必须满足阻抗匹配的条件<sup>[10]</sup>, 否则能量反射较大,会在传输频段内形成阻带. 条件为:

$$\sqrt{\frac{L_2}{C_2}} = Z_0 \quad \sqrt{\frac{L_3}{C_3}} = Z_0 \quad (5)$$

为了使电路满足宽带条件,相位差在中心频率处的变化率应当为零。

$$\omega \frac{\partial(\Delta\Phi)}{\partial\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 \sqrt{LC} \cdot (n_2 \cdot ss_2 - n_3 \cdot ss_3) - \frac{1}{\omega_0} \cdot \left( \frac{n_3}{\sqrt{L_3 C_3}} - \frac{n_2}{\sqrt{L_2 C_2}} \right) = 0 \quad (6)$$

综合式(4)~(6)得到:

$$\omega_0 \sqrt{LC} \cdot (n_2 \cdot ss_2 - n_3 \cdot ss_3) = \frac{\pi}{4}$$

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \left( \frac{n_3}{C_3 Z_0} - \frac{n_2}{C_2 Z_0} \right) = \frac{\pi}{4} \quad (7)$$

根据式(7)条件可知要在给定频率点上实现  $90^\circ$  相移以及最大带宽,两个端口连接的移相器的长度要在给定频率点上差  $\lambda_g/8$ ,可以算出很多满足条件的  $C_2, C_3$  值。通过优化可以找到  $S_{21}, S_{31}$  参数的幅度值在 0.8GHz 到 1.8GHz 频带内最接近的一组值。如表 1 所示。

## 4 仿真和测量结果

### 4.1 功分器仿真结果

将图 1 所示的功分移相器和普通的  $90^\circ$  功分移相器的传输参数仿真结果(HFSS10.0)对比如图所示。图 2 为传输参数的幅度值,可以看出普通功分移相器的传输幅度值随频率变化较小,而负折射结构功分器传输幅度值变化比较剧烈,这主要是由于集总电容加载时所带来的微带传输线不连续性造成的。图 3 为两种功分移相器两端口相位差对比,可见随着频率升高,普通功分移相器的端口相位差呈线性变大,而负折射功分移相器端口相位差变小,且变化缓慢,到 1.3GHz 附近变化斜率为零。

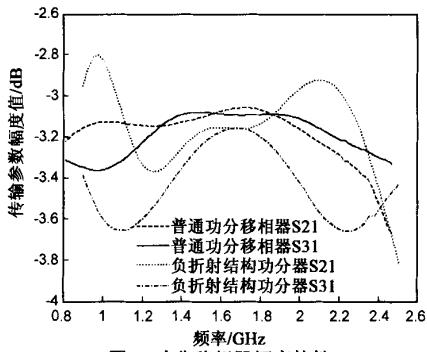


图 2 功分移相器幅度特性

据作者研究,当功分器的两端口功率随频率的起伏在一定限度以内时,圆极化带宽主要受两端口的相差带宽制约。因此提高相差带宽可以较为明显的提高天线圆极化带宽。

### 4.2 天线仿真和测量结果

天线驻波性能的仿真和测量结果如图 4 所示,宽带功分移相器使得天线的驻波带宽很宽,测量结果较仿真结果略差,这主要是因为仿真时考虑的集总电

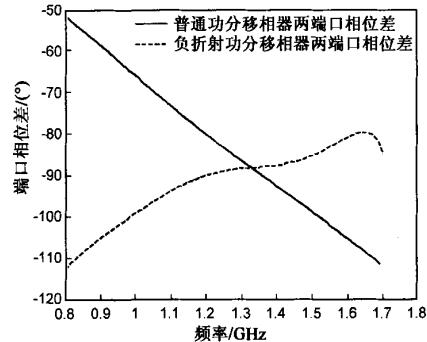


图 3 功分移相器相位特性

容电感都是理想的。测试驻波比小于 2 的频宽范围为: 1.015GHz ~ 1.735GHz, 其相对中心带宽为: 52.37%。图 5 为天线最大辐射方向增益的仿真和测量结果, 可见结果基本吻合, 天线在 1.4GHz 附近增益最大, 达 8dB 以上。天线的轴比特性如图 6 所示, 测量结果表明在天线最大辐射方向上, 从 1.05GHz 到 1.85GHz, 轴比都小于 3dB。测量结果和仿真结果有些偏差, 这可能是由于天线在测量时的位置误差造成的。此外轴比频带宽度和阻抗频带宽度有一定的偏差。

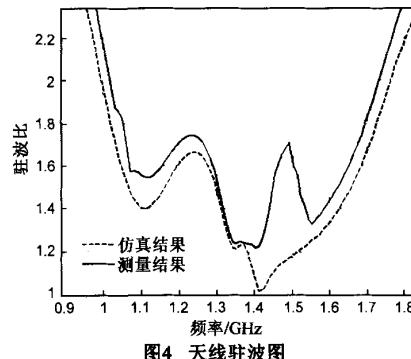


图 4 天线驻波图

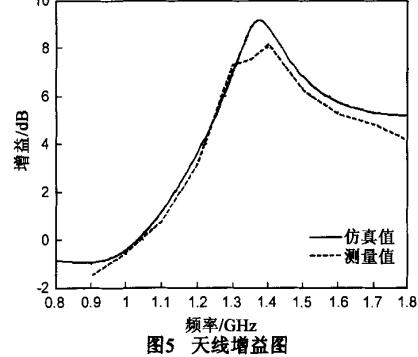


图 5 天线增益图

图 7、图 8 为天线的二维方向图测量结果, 其中图 7 测量面为  $yoz$  平面, 图 8 测量面为  $xoz$  平面。可见频率越高, 天线的波瓣宽度越窄,  $E$  面的波瓣宽度较  $H$  面窄。在整个频带内, 天线的谐振模式始终的主模, 没有高次模式出现。

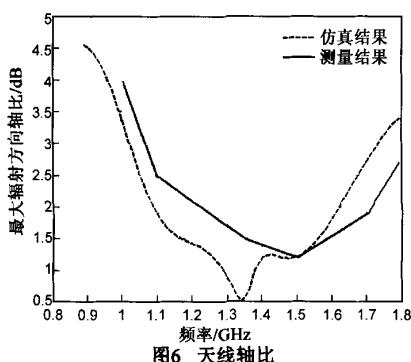


图6 天线轴比

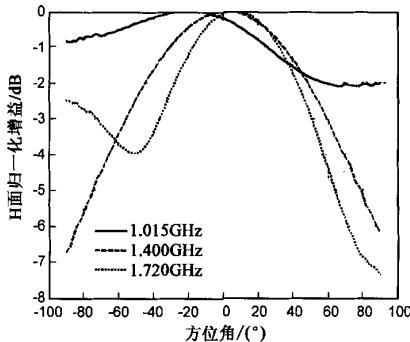


图7 天线H面归一化方向图

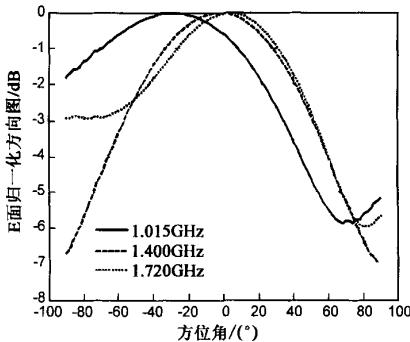


图8 天线E面归一化方向图

## 5 结论

宽带圆极化天线是电子对抗、地面军事微波通信的一个很重要的部件,文章利用集总元件加载的负折射电路,拓宽了90°功分移相器的传输带宽,进而拓展了天线的圆极化带宽,测量结果显示,圆极化带宽达到52.37%,带宽内的驻波比小于2,增益效果良好。

## 参考文献:

- [1] N Herscovici. New considerations in the design of microstrip antennas[J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 1998, 46(6): 807 – 812.
- [2] F E Gardiol, J F Zuercher. Broadband patch antennas-a SSFIP update[A]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest[C]. Baltimore, MD, USA: IEEE, 1996.2 – 5.
- [3] S D Targonski, D M Pozar. Design of wideband circularly polarized aperturecoupled microstrip antennas[J]. IEEE Trans Antennas Propagat. 1993, 41(2): 214 – 220.
- [4] T W Chiou, K L Wong. Single-layer wideband probe-fed circularly polarized microstrip antenna[J]. Microwave Opt Technol Lett. 2000, 25(1): 74 – 76.
- [5] K L Wong , T W Chiou. A broadband single-patch circularly polarized microstrip antenna with dual capacitively-coupled feeds[J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 2000, 2(1): 41 – 44.
- [6] K L Lau; K M Luk. A novel wide-band circularly polarized patch antenna based on L-probe and aperture-coupling techniques[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 53(1): 123 – 128.
- [7] Marco A Antoniades, George V Eleftheriades. Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2003, 4 (1): 103 – 106.
- [8] Marco A Antoniades, George V Eleftheriades. A broadband wilkinson balun using microstrip metamaterial lines[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2005, 4(1): 209 – 212.
- [9] C Caloz, T Itoh. Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications[M]. New York: John Wiley, 2006.75 – 84
- [10] 张小燕,冯及时,赖有声.翻转容性探针馈电宽带圆极化微带天线设计[J].现代电子技术,2006,29(13):43 – 48.
- [11] 张钧,刘克诚,张贤铎.微带天线理论与工程[M].北京:国防工业出版社,1988.101 – 110.

## 作者简介:



项 阳 男,1982年8月出生于安徽省合肥市,2003年毕业于解放军通信工程学院无线通信系,获工科学士学位,2008年毕业于解放军理工大学通信工程学院卫星通信系,获工学硕士学位。现任职于解放军总参谋部第63研究所,从事天线设计与射频电路方面研究。

E-mail: xiangyang2110@163.com.



钱祖平 男,1961年出生于江苏省海门市,教授,博士生导师,现为解放军理工大学通信工程学院微波教研室主任,从事微波技术、天线技术、阵列信号处理、电磁兼容及频谱管理研究。

## 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](http://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](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力于专注于微波、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](http://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>