



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103730721 A

(43) 申请公布日 2014. 04. 16

(21) 申请号 201410001004. 1

(22) 申请日 2014. 01. 02

(71) 申请人 山西大学

地址 030006 山西省太原市小店区坞城路
92 号

(72) 发明人 张文梅 陈新伟 李莉 韩丽萍
许莉娜

(74) 专利代理机构 山西五维专利事务所(有限
公司) 14105

代理人 张福增

(51) Int. Cl.

H01Q 1/36(2006. 01)

H01Q 13/10(2006. 01)

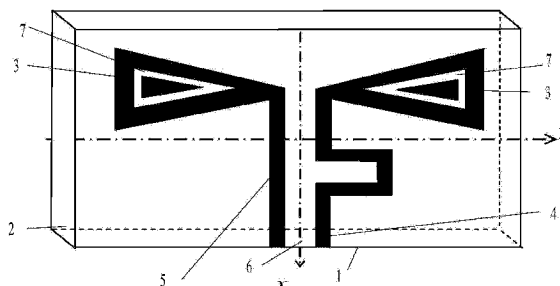
权利要求书1页 说明书3页 附图4页

(54) 发明名称

基于共面波导馈电的蝶形缝隙天线

(57) 摘要

本发明涉及小型化宽带天线,特别涉及基于共面波导馈电的蝶形缝隙天线,包括接地板(1)、介质基板(2),接地板(1)刻蚀蝶形缝隙(3),选择介质基板中心为坐标原点,两蝶形缝隙关于 X 轴左右对称,采用非对称共面波导馈电,蝶形缝隙内部加载有环形导带(7)。通过将其中一个馈电缝隙加长并弯曲,改善了天线的阻抗匹配,提高了天线的带宽;在蝶形缝隙内部加载了三角形环形导带,提高了天线的低频增益,使天线在工作频带内的增益更平坦。本天线工作在 2. 76 ~ 8. 1GHz,相对带宽达到了 150. 84%,工作频段内的增益均大于 1. 5dBi,最大增益可达 5. 53dBi。本发明设计简单、易加工,适用于宽带无线通信系统。



1. 一种基于共面波导馈电的蝶形缝隙天线,包括接地板(1)、介质基板(2),接地板(1)刻蚀蝶形缝隙(3),选择介质基板中心为坐标原点,两蝶形缝隙关于X轴左右对称,采用共面波导馈电,其特征在于:

所述的共面波导馈电为非对称的共面波导馈电;

所述蝶形缝隙内部加载有环形导带(7)。

2. 如权利要求1所述的一种基于非对称共面波导馈电的蝶形缝隙天线,其特征在于,所述的非对称共面波导由中心导带(6)和第一缝隙(4)和第二缝隙(5)构成,第一缝隙(4)加长并弯曲。

3. 如权利要求1所述的一种基于非对称共面波导馈电的蝶形缝隙天线,其特征在于,所述环形导带(7)为三角形环形导带。

基于共面波导馈电的蝶形缝隙天线

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信技术,特别涉及无线通信系统中小型化宽带天线,具体为一种基于共面波导馈电的蝶形缝隙天线。

背景技术

[0002] 随着无线通信快速发展,全球定位系统、卫星通信、个人通信等通信系统对天线的宽频带和小型化提出了更高的要求。宽频带天线能覆盖多个频段,可以减少通信系统所需要天线的数目,从而能降低系统造价,减轻重量。

[0003] 蝶形缝隙天线因带宽较宽、更小型化等优点,受到了广泛关注。传统共面波导(CPW)馈电的蝶型天线的结构如图1所示,共面波导中心导带两边的缝隙长度和宽度都相同。经过众多学者的不断努力,出现了多种展宽带宽的方法,如将蝶型天线与阵子天线结合,可以得到10.32%的宽带宽(顾东华等,共面波导馈电蝶形开口振子缝隙天线,微波学报,27(2007),25-28);采用矩形边的蝶形缝隙,得到了67%的阻抗带宽(苏晓恩等,共面波导馈电宽带矩形边蝶形缝隙天线的仿真分析与设计,微波学报,22(2006),35-39)。现有技术实现的阻抗带宽较小。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于提供一种小型化、超宽带、增益稳定的基于非对称共面波导馈电的蝶形缝隙天线,不但具有良好的宽带阻抗特性,而且具有相对平坦的增益特性,而天线面积并不增加。

[0005] 本发明的构思如下:本发明主要由蝶形缝隙及为其馈电的非对称共面波导组成,调节共面波导其中一个缝隙的长度,形成的非对称共面波导可以调整天线阻抗,改善其阻抗匹配,使多个分离的频带连在一起,从而得到了一种超宽带的天线。

[0006] 本发明是采用如下技术方案实现的:

[0007] 一种基于共面波导馈电的蝶形缝隙天线,包括接地板、介质基板,接地板刻蚀蝶形缝隙,选择介质基板中心为坐标原点,两蝶形缝隙关于X轴左右对称,采用共面波导馈电,所述的共面波导馈电为非对称的共面波导馈电;所述蝶形缝隙内部加载有环形导带。

[0008] 所述的非对称共面波导由中心导带和第一缝隙和第二缝隙构成,第一缝隙加长并弯曲,形成非对称的共面波导。

[0009] 所述环形导带为三角形环形导带。

[0010] 与现有技术相比本发明具有如下优点:通过采用非对称共面波导馈电,改善了天线的阻抗特性,大大提高了天线的带宽,使蝶形缝隙天线可工作在2.76~8.1GHz,相对带宽达到150.84%。通过在蝶形缝隙中加载三角形环形导带,改善了天线的增益特性,使天线在工作频带内的增益更平坦。

附图说明

- [0011] 图 1 为传统共面波导馈电的蝶形缝隙天线结构示意图
- [0012] 图 2 为本发明所述的非对称共面波导馈电的蝶形缝隙天线结构示意图
- [0013] 图中 :1- 接地板,2- 介质基板,3- 蝶形缝隙,4-、5- 非对称共面波导第一缝隙和第二缝隙,6- 非对称共面波导中心导带,7- 三角形环形导带
- [0014] 图 3 为本发明所述宽带天线的 S_{11}
- [0015] 图 4 为本发明所述宽带天线的阻抗特性
- [0016] 图 5 为本发明所述宽带天线的增益
- [0017] 图 6 为本发明所述宽带天线在 4GHz 和 6GHz 的方向图

具体实施方式

[0018] 下面结合附图对本发明的实施方式作详细说明：

[0019] 如附图 2 所示,本发明所述的采用非对称共面波导馈电的蝶形缝隙天线包括接地板 1 和介质基板 2,选择介质基板中心为坐标原点,接地板 1 上刻蚀有作为辐射单元的蝶形缝隙 3 和为蝶形缝隙馈电的非对称共面波导,蝶形缝隙 3 关于 X 轴对称,为改善低频增益,在蝶形缝隙内加载了三角形的环形导带 7;非对称共面波导由中心导带 6 和两边的缝隙 4,5 组成,其中右边的缝隙 4 被弯曲,长度增加,形成了两边缝隙长度不等的非对称共面波导。

[0020] 附图 3 示出了采用非对称共面波导馈电的蝶形缝隙天线 S_{11} 的频率特性(图中曲线 2),其中横坐标代表频率变量,单位为 GHz,纵坐标代表幅度变量,单位为 dB。为方便比较,图中还给出了采用传统共面波导馈电的天线的 S_{11} (图中曲线 1),可以看出,对于传统的采用共面波导馈电的天线,有三个谐振频率 $f_1=3.28\text{GHz}$, $f_2=7.0\text{GHz}$, $f_3=10.66\text{GHz}$ 。三个工作频带彼此隔开,形成三个单独的频带,当采用非对称共面波导馈电时,馈电缝隙的加长改善了天线的阻抗匹配,三个频带连接在一起,使天线的工作频带为 $2.76 \sim 8.1\text{GHz}$,绝对带宽为 5.34GHz ,相对带宽为 150.84% ,被大大展宽。

[0021] 附图 4 示出了采用非对称共面波导馈电的蝶形缝隙天线阻抗特性(图中曲线 2),并与采用传统共面波导馈电时的结果(图中曲线 1)进行了比较。图中横坐标代表频率变量,单位为 GHz,纵坐标代表阻抗,单位为欧姆。采用传统的共面波导馈电时,除谐振点外,天线在其他频率阻抗较高,最大可达 146Ω ,右边的缝隙(4)加长后,天线的阻抗在 $2.76 \sim 8.1\text{GHz}$ 范围内都降到 50Ω 附近,从而使该工作范围的阻抗匹配达到改善。

[0022] 附图 5 示出了采用传统共面波导和非对称共面波导馈电的蝶形缝隙天线的增益特性(分别为图中的曲线 1 和 2),并与加载了三角形环形导带后的结果(图中的曲线 3)进行比较。图中横坐标代表频率变量,单位为 GHz,纵坐标代表增益,单位为 dBi。可以看到,加载三角形环形导带以前,与采用传统共面波导馈电的天线相比,采用非对称共面波导馈电后,天线的增益除 $4 \sim 5.7\text{GHz}$ 之外,在其他频率处的增益都有所降低,加载环形导带后, $2\sim 7\text{GHz}$ 频段的增益都得到了提高,尤其是在 3GHz 处,天线增益从 0.8dBi 提高到 2.4dBi ,从而使整个工作频带内的增益更加平坦。

[0023] 附图 6 示出了采用非对称共面波导馈电的蝶形缝隙天线的方向图,其中图(a)是在 4GHz 的方向图,图(b)是在 6GHz 的方向图,图中,曲线 1 为 H 面主极化,曲线 2 为 H 面交叉极化,曲线 3 为 E 面主极化,曲线 4 为 E 面交叉极化。可以看出,E 面主极化方向图呈“8”字形,具有一定的方向性,交叉极化较大。H 面主极化方向图在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 时辐射较好,交

叉极化较大。随着频率的升高,天线主极化方向图基本无畸变。

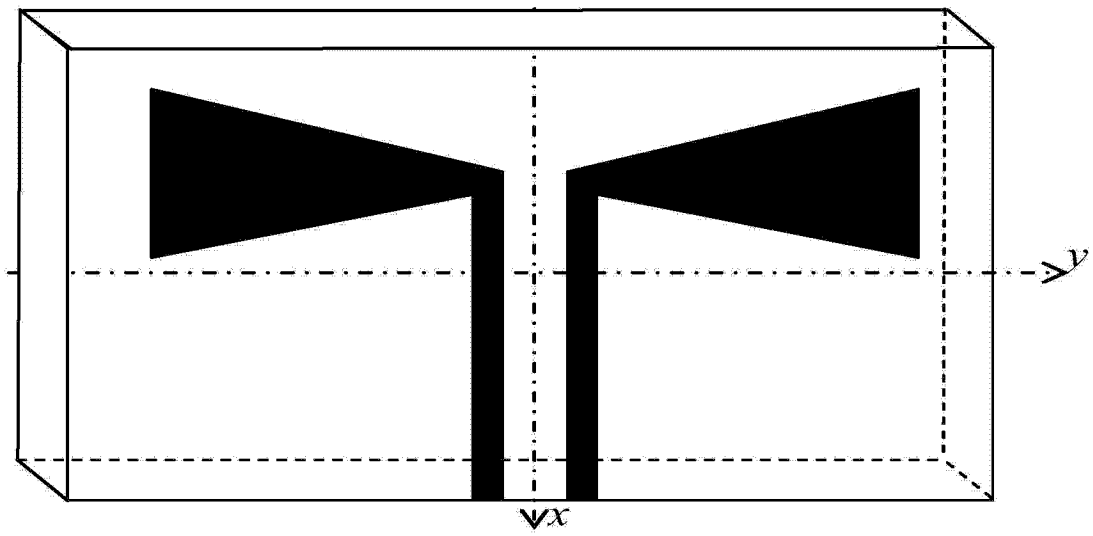


图 1

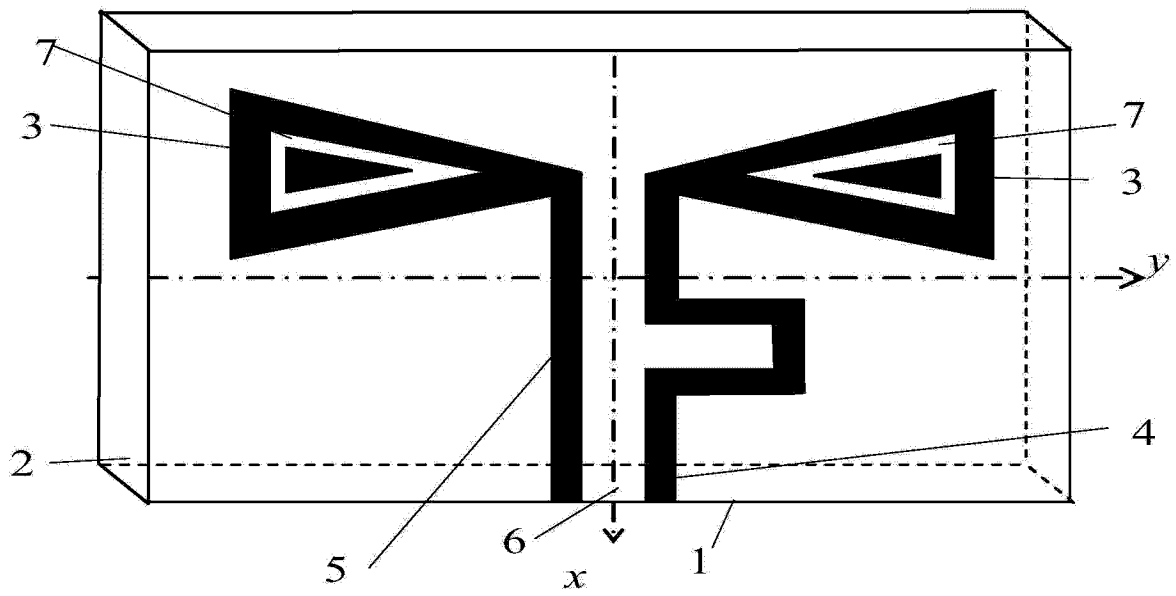


图 2

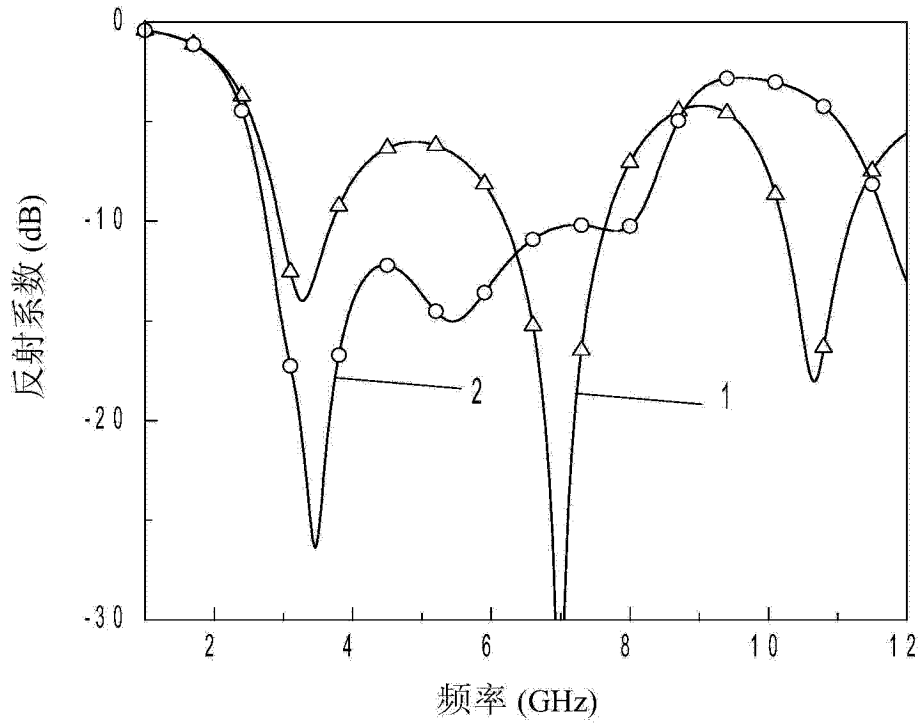


图 3

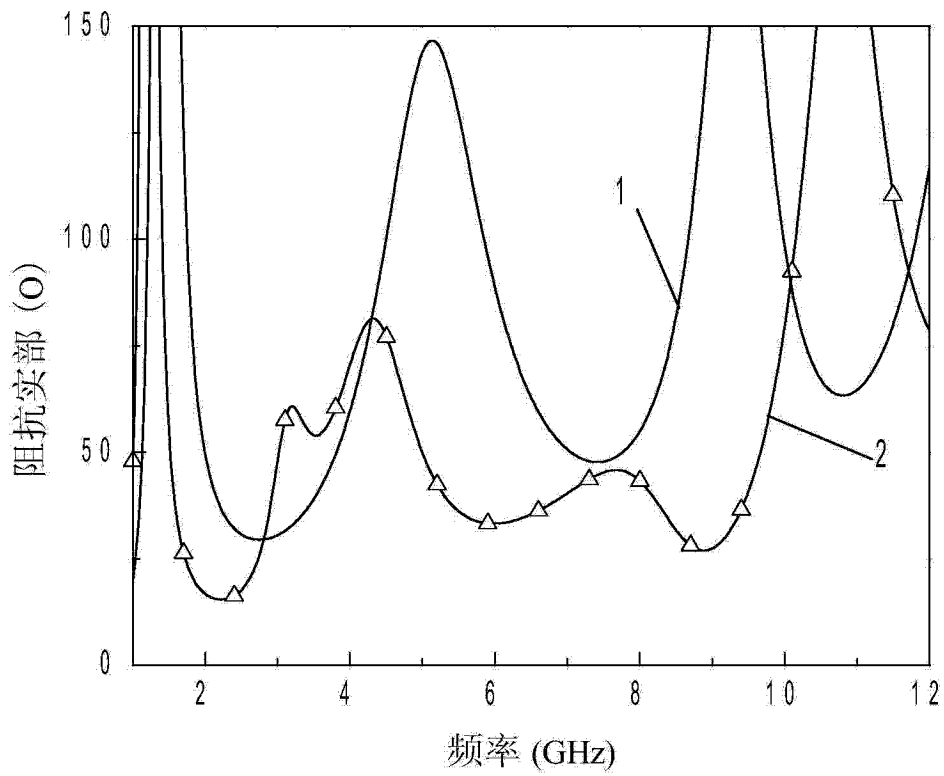


图 4

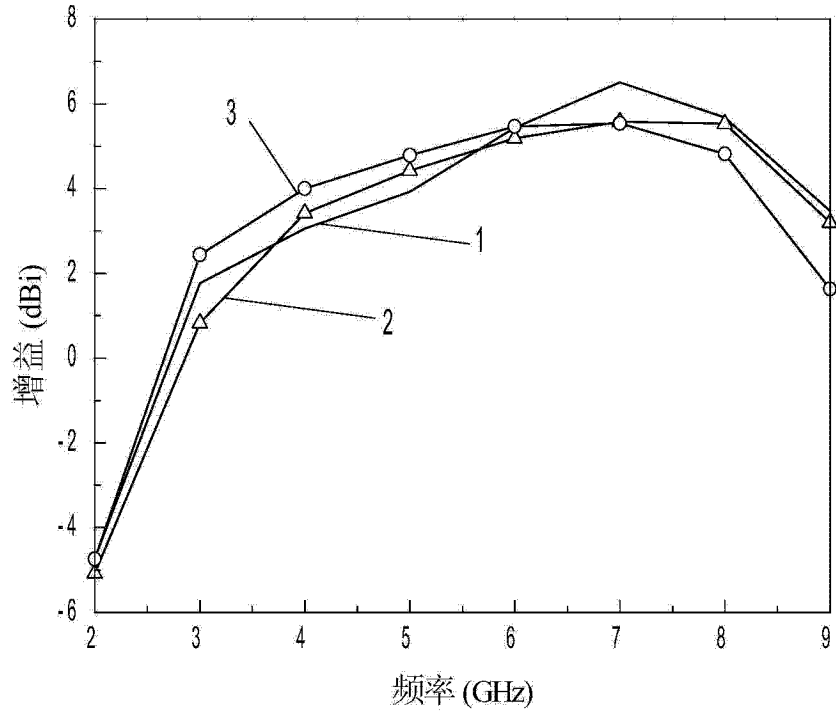
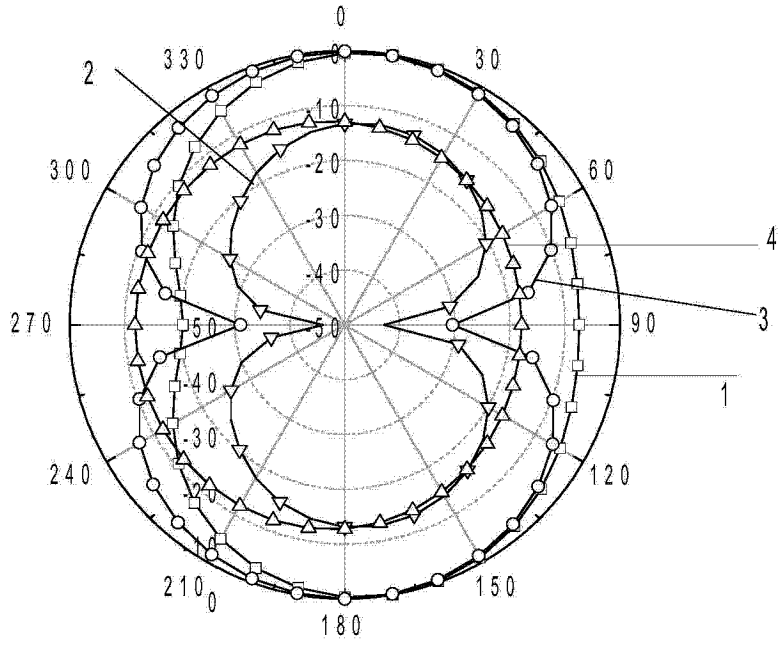
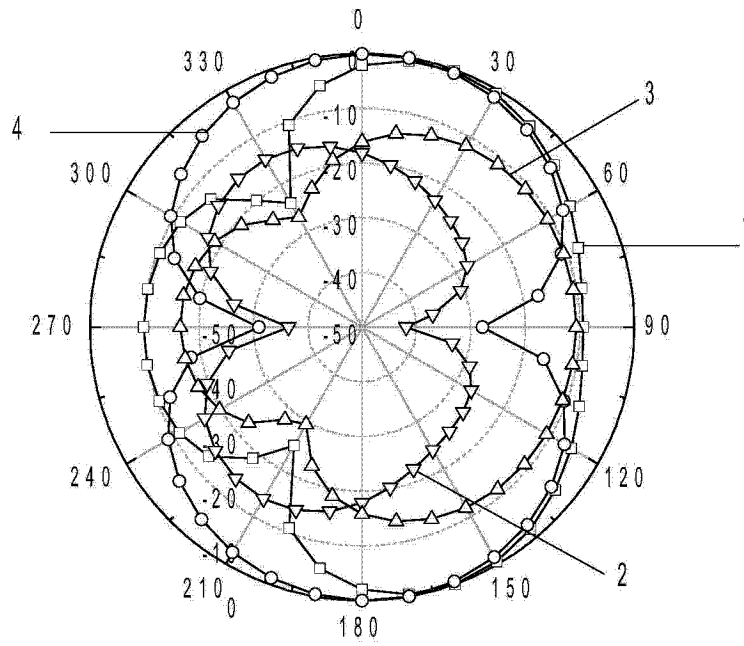


图 5



(a) 4 GHz



(b) 6GHz

图 6