

基于功分移相器结构的极化捷变天线

许虹, 朱旗

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系, 安徽合肥 230027)

摘要:基于功分移相器,提出了一种新的极化捷变天线结构.该结构利用功分移相器对矩形贴片天线进行馈电,在保证两端口等幅输出的同时,可以实现端口相差 $90^\circ/ -90^\circ$ 的快速切换,从而实现对该贴片天线双圆极化辐射的极化捷变控制.与由分立的功分器和移相器进行馈电的传统极化捷变天线相比,该极化捷变天线具有极化纯度高、控制电路简单等优点.

关键词:极化捷变天线;功分器;移相器

中图分类号: TN82 **文献标识码:** A doi:10.3969/j.issn.0253-2778.2015.11.008

引用格式: Xu Hong, Zhu Qi. Polarization-agile antenna based on the power-divider-phase-shifter[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2015, 45(11):928-933,952.

许虹,朱旗. 基于功分移相器结构的极化捷变天线[J]. 中国科学技术大学学报, 2015, 45(11):928-933,952.

Polarization-agile antenna based on the power-divider-phase-shifter

XU Hong, ZHU Qi

(Department of Electronic Engineering and Information Science, USTC, Hefei 230027, China)

Abstract: A new structure for the polarization-agile antenna was presented based on the power-divider-phase-shifter. By using the power-divider-phase-shifter, two equal-amplitude signals with $+90^\circ/ -90^\circ$ switched phase shift at two output ports can be achieved, which can be used to realize a dual-circular polarized polarization-agile antenna. Compared with traditional polarization-agile antenna which use an independent power divider and phase shifter, the new polarization-agile antenna has the advantage of high polarization purity and simple control circuits, etc.

Key words: polarization-agile antenna; power divider; phase shifter

0 引言

极化捷变天线是指在不同状态下发射/接收电磁波的极化状态可以快速改变的一种天线.雷达、通信以及遥控遥测等系统需要从电磁波的不同极化状态中了解目标更多的信息,对极化捷变天线的性能

要求也随之提高^[1-2].极化捷变方式包括:线极化与线极化、线极化与圆极化以及双圆极化之间的极化切换.当采用微带天线实现双圆极化捷变辐射时,其馈电方式主要有两种,一种是在辐射单元上加入微扰的单馈点法^[3-4],另一种是双馈点法^[1,5-7].与单馈点相比,双馈点法馈电结构略为复杂,但极化纯度和

收稿日期:2015-03-19;修回日期:2015-09-16

基金项目:国家自然科学基金重点项目(61131002)资助.

作者简介:许虹,男,1983年生,硕士.研究方向:移相器设计. E-mail:xuhong11@mail.ustc.edu.cn

通讯作者:朱旗,博士/教授. E-mail:zhuqi@ustc.edu.cn

带宽有明显改善.

图 1 给出了传统的基于矩形微带天线的双馈极化捷变天线馈电网络示意图^[8]. 其馈电系统由功分器和 90° 移相器组成, 通过在端口 1 和端口 2 处输出等幅、相位差 $+90^\circ/-90^\circ$ 可变的馈电信号, 实现天线双圆极化辐射的切换.

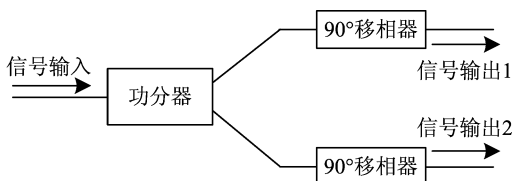


图 1 通过双馈方式极化捷变贴片天线的馈电系统
Fig. 1 Feeding networks of the dual-fed polarization-agile microstrip antenna

提高馈电平衡度、简化移相器控制电路、降低馈电网络插损等是双馈极化捷变天线的设计关键^[3]. 传统双馈极化捷变天线馈电结构中的功分器与移相器分别单独实现, 插损较大, 结构中包含两个 90° 移相器, 控制电路比较复杂; 两个 90° 移相器工作在不同移相状态时, 馈电平衡度难以保证.

针对馈电网络中因功分器、移相器单独设计造成的系统复杂、插损高等问题, 中国科学技术大学朱旗课题组^[6]提出了将功分器与移相器一体结合的“功分移相结构”. 不同于传统的馈电网络, 功分移相结构基于传输线非线性原理^[6], 将功分网络和移相网络一体化结合以实现低复杂度、低插损以及良好的馈电平衡度. 本文设计了一种可以同时实现“一分二”功分与 90° 移相的微带“一分二功分移相器”. 通过控制结构中的 PIN 开关工作状态, 可实现两端口等幅、 $+90^\circ/-90^\circ$ 相位差输出的快速切换, 进而实现极化捷变天线极化的状态改变. 与传统的馈电网络相比, 该结构具有 PIN 开关数目少、控制电路简单、插损低、馈电平衡度好等特点.

1 馈电结构设计

1.1 “一分二功分移相”结构

图 2 给出了“一分二”功分移相结构示意图, 其中包括相移网络部分和功率变换网络部分. B_1, B_2 代表功率变换网络输出, A_1, A_2 代表相移网络输出.

相移网络部分由“T”形功分网络和一对开路加载枝节构成. 通过控制开路枝节上加载的 PIN 开关的通断, 改变加载枝节长度, 实现不同工作状态之间

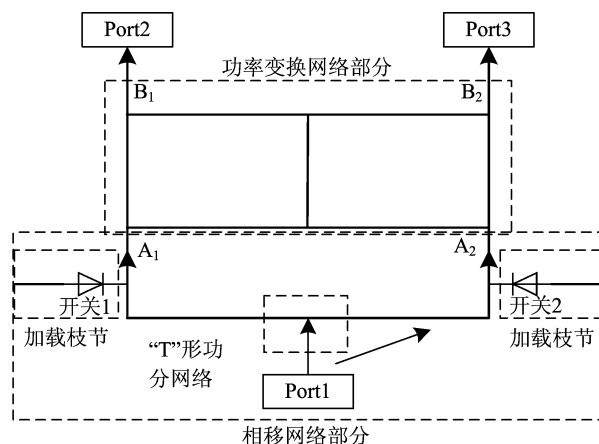


图 2 “一分二功分移相”结构示意图
Fig. 2 Schematic representation of the 1:2 power-divider-phase-shifter

的切换. 功率变换网络的输入为相移网络部分的输出信号 A_1, A_2 , 输出信号 B_1 和 B_2 等幅、相位差为 $+90^\circ/-90^\circ$.

1.2 理论分析

“一分二功分移相”结构的等效电路如图 3 所示, 图中标注了每段传输线的特性阻抗和电长度参数值.

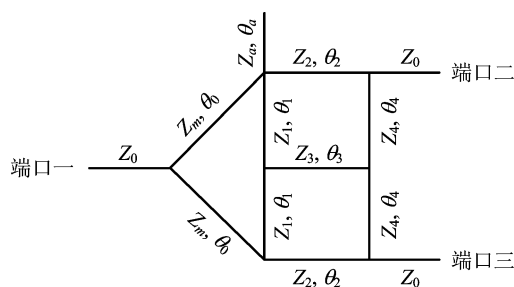


图 3 “一分二功分移相”结构等效电路示意图
Fig. 3 Equivalent circuit of the 1:2 power-divider-phase-shifter

该结构可以分为两部分进行分析, 记为网络 I 和网络 II, 其结构如图 4 所示. 其中, 子网络 I 中的端口 I_2, I_3, I_4 分别与子网络 II 中的端口 II_2, II_3, II_4 相连接.

网络 I 可采用二端口网络分析法^[9]. 取该网络任意两个端口分别作为输入和输出端口, 其余两个端口接匹配负载, 依次求出其散射矩阵 $[s]_{I_i \rightarrow I_j}$, ($i, j=1, 2, 3, 4, i \neq j$). 以二端口网络(端口 $I_1 \rightarrow$ 端口 I_2)为例, 此时, 端口 I_3 、端口 I_4 接匹配负载, 分析过程如图 5 所示. 首先, 将端口 $I_1 \rightarrow$ 端口 I_2 网络表示为两个子网络 I'_1, I'_2 的并联, 设子网络 I'_1 对

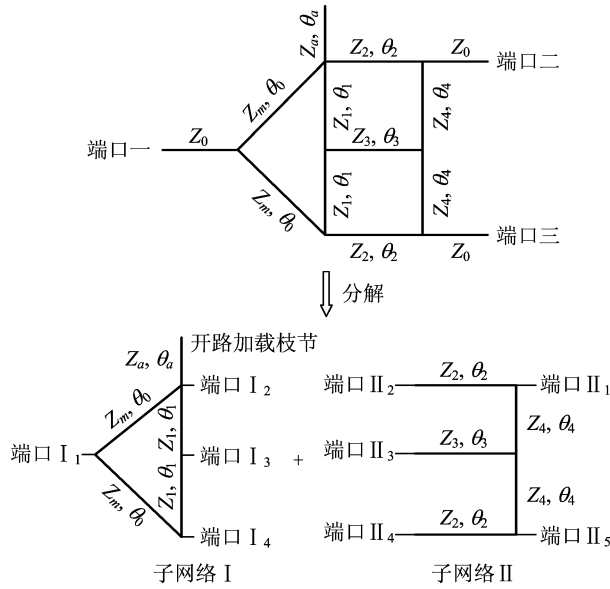


图 4 网络 I 和网络 II

Fig. 4 Network I and network II

应顺时针方向,子网络 I' 对应逆时针方向,其等效电路分别如图 5(a)和(b)所示.其中 Z_{ain} 为加载开路支节的等效阻抗, $Z_{ain} = -jZ_a \cot\theta_a$; Z_{p4} , Z_{p3} 为端口 4 和端口 3 处所接匹配负载.

首先依次求出子网络 I' 和网络 I' 的转移矩阵 $a_{I'_1}$ 和 $a_{I'_2}$:

$$a_{I'_1} = \begin{bmatrix} a'_{11} & a'_{12} \\ a'_{21} & a'_{22} \end{bmatrix}, a_{I'_2} = \begin{bmatrix} a''_{11} & a''_{12} \\ a''_{21} & a''_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$[a]_{I_1 \rightarrow I_2}, [a]_{I_1 \rightarrow I_2} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a'_{11}a''_{12} + a'_{12}a''_{11}}{a'_{12} + a''_{12}} & \frac{a'_{12}a''_{12}}{a'_{12} + a''_{12}} \\ (a'_{21} + a''_{21}) - \frac{(a'_{11} - a''_{11})(a'_{22} - a''_{22})}{a'_{12} + a''_{12}} & \frac{a'_{12}a''_{22} + a'_{22}a''_{12}}{a'_{12} + a''_{12}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

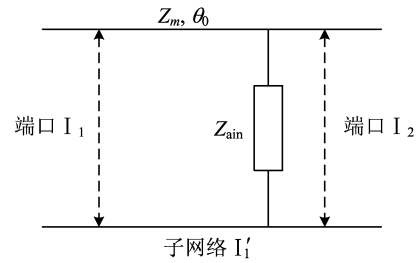
最后,将转移矩阵 $[a]_{I_1 \rightarrow I_2}$ 转化为合成散射矩阵 $[s]_{I_1 \rightarrow I_2}$, 计算公式如下:

$$[s]_{I_1 \rightarrow I_2} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(a_{12} - a_{21}) + (a_{11} - a_{22})}{\sum a_{ij}} & \frac{2}{\sum a_{ij}} \\ \frac{2}{\sum a_{ij}} & \frac{(a_{12} - a_{21}) - (a_{11} - a_{22})}{\sum a_{ij}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

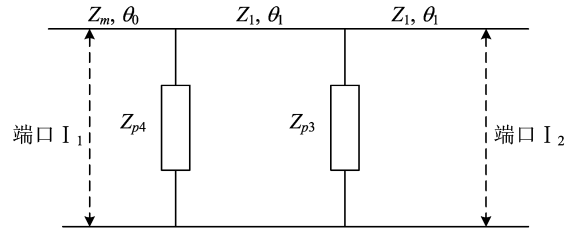
式中, $\sum a_{ij} = a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}$.

按照同样的步骤,依次求出其他两两端口间的散射矩阵 $[s]_{I_1 \rightarrow I_3}$, $[s]_{I_1 \rightarrow I_4}$, $[s]_{I_2 \rightarrow I_3}$, $[s]_{I_2 \rightarrow I_4}$, $[s]_{I_3 \rightarrow I_4}$, 最后合并得到网络 I 的整体散射矩阵 S_I .

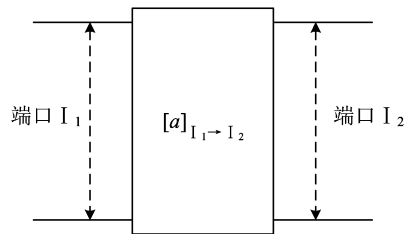
网络 II 可以看作是两个网络的级联,即前半部



(a) 顺时针方向子网络 I' 等效电路



(b) 逆时针方向子网络 I' 等效电路



(c) 合成转移矩阵 $[a]_{I_1 \rightarrow I_2}$

图 5 二端口网络分析方法过程

Fig. 5 Analysis method of the two-port network

进而,求出两个并联网络的合成转移矩阵

分的六端口网络 II' 和后半部分的五端口网络 II'', 如图 6 所示.其中,子网络 I 中的端口 II'1, II'2, II'3 分别与子网络 II 中的端口 II''1, II''2, II''3 相连接.

网络 II' 由三段主传输线组成,如图 6(a)所示.假设其中端口 II'1、端口 II'2、端口 II'3 为输入端口,端口 II'4、端口 II'5、端口 II'6 为输出端口.忽略两传输线之间的耦合,该网络的转移矩阵为

$$A_{II'} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & 0 & 0 & jZ_2 \sin \theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta_3 & 0 & 0 & jZ_3 \sin \theta_3 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta_2 & 0 & 0 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ jZ_2^{-1} \sin \theta_2 & 0 & 0 & \cos \theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & jZ_3^{-1} \sin \theta_3 & 0 & 0 & \cos \theta_3 & 0 \\ 0 & 0 & jZ_2^{-1} \sin \theta_2 & 0 & 0 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

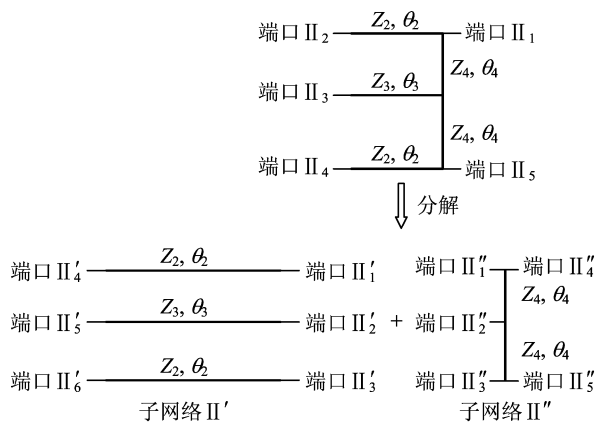


图 6 网络 II 的分解

Fig. 6 Dissection of the network II

按照转移矩阵的定义, 分别计算网络 II'' 每一项元素值, 得到计算结果如下:

$$A_{II''} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{e^{-j\theta_4}}{1 + e^{-2j\theta_4}} & \frac{e^{-j\theta_4}}{1 + e^{-2j\theta_4}} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -jZ_4^{-1} \cot(2\theta_4) & jZ_4^{-1} \csc(2\theta_4) & 1 & 0 \\ \frac{e^{-j\theta_4} Z^{-1}}{1 + e^{-2j\theta_4}} & \frac{e^{-j\theta_4} Z^{-1}}{1 + e^{-2j\theta_4}} & 0 & 0 \\ jZ_4^{-1} \csc(2\theta_4) & -jZ_4^{-1} \cot(2\theta_4) & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

由转移矩阵 $A_{II'}$ 与 $A_{II''}$ 可以得到网络 II 的转移矩阵 $A_{II} = A_{II'} A_{II''}$, 由 A_{II} 可以得到网络 II 的散射矩阵 S_{II} .

由网络 I 的散射矩阵 S_I 以及网络 II 的散射矩阵 S_{II} 可以得到整个网络的散射矩阵 S .

此功分移相结构具有两个工作状态:

① 当开关 1“闭合”, 开关 2“断开”时, 该状态下两输出端口产生等幅、+90°相位差输出.

② 根据对称性原理, 当 PIN 开关 1“断开”, 开关 2“闭合”时, 该状态下两输出端口产生等幅 -90°

相位差输出.

利用此结构对微带天线进行馈电, 当结构在状态 1、状态 2 之间切换时, 可以实现微带天线的左旋圆极化与右旋圆极化的极化捷变.

1.3 仿真实证

根据理论分析, 设计了一个微带“一分二功分移相”馈电网络. 结构介质基板为 Rogers 5880, 介电常数 2.2, 正切损耗 0.0009, 厚度为 0.254 mm. 结构模型如图 7 所示.

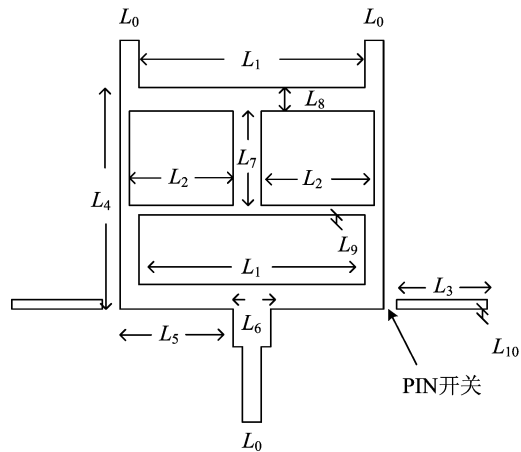


图 7 馈电结构仿真示意图

Fig. 7 Feeding structure for simulating

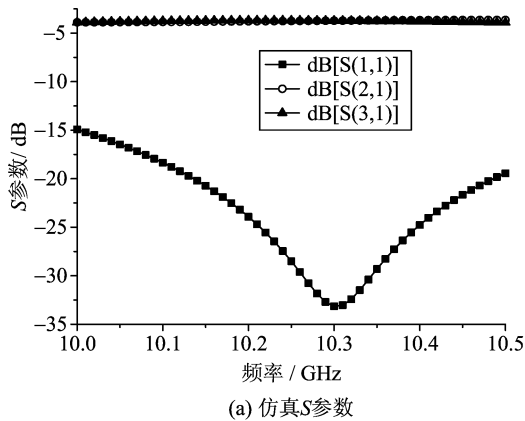
结构中的各项参数如表 1 所示.

表 1 馈电网络尺寸参数(单位:mm)

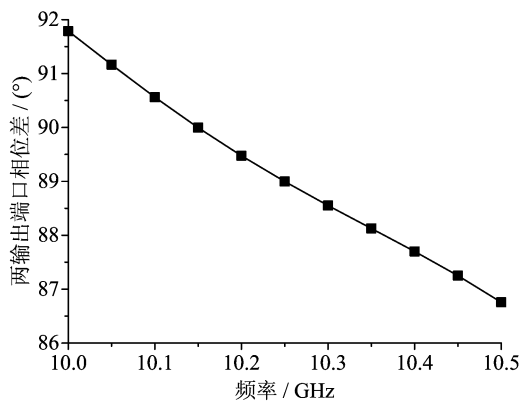
Tab. 1 Dimension parameters of the feeding network

L ₀	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅
0.78	10.44	4.82	5.1	11.7	5.35
L ₆	L ₇	L ₈	L ₉	L ₁₀	
1.3	4.1	1.3	0.6	0.4	

图 8 给出了该结构仿真结果, 在 10.0~10.5 GHz 工作频段内, 回波损耗在 -15 dB 以下, 插损约为 1.5 dB, 两输出端口间幅度不平衡度约为 0.1 dB, 输出相位差为 86.7°~91.8°.



(a) 仿真S参数



(b) 两输出端口间相位差

图 8 馈电结构仿真结果

Fig. 8 Simulated results of the feeding structure

2 天线设计

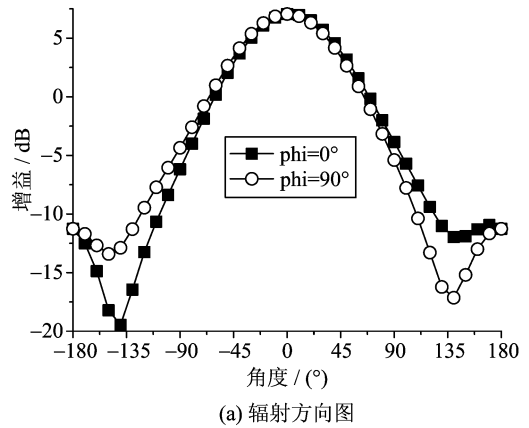
对于双馈的圆极化微带天线,当两馈电端口幅度相等且可实现端口间 90° 和 -90° 相位切换,天线就可实现左旋圆极化和右旋圆极化的极化捷变.

本文设计了一个双馈矩形微带天线,天线中心频点为 10.28 GHz,尺寸为 $9.15\text{ mm} \times 9.15\text{ mm}$. 当两馈电端口馈入等幅,相差 90° 信号时,天线实现圆极化辐射. 其辐射方向图和轴比分别如图 9(a) 和 (b) 所示.

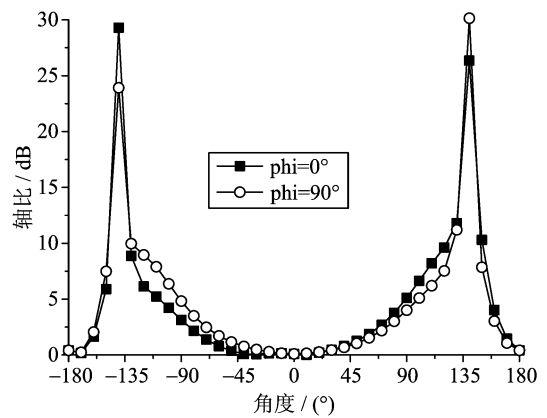
3 采用功分移相馈电的天线整体设计

3.1 仿真设计

采用功分移相馈电网络对矩形贴片天线进行馈电,如图 10 所示. 结构中的天线、馈电网络以及控制电路均采用微带形式实现,其中橙色部分为金属结构,蓝色部分为限流电阻,整个结构的背部为金属地板. 微带天线采用边馈形式,采用高低阻抗线结构对



(a) 辐射方向图



(b) 轴比

图 9 理想馈电状态天线辐射方向图和轴比

Fig. 9 Radiation pattern and axial-ratio of the microstrip antenna under ideal feeding

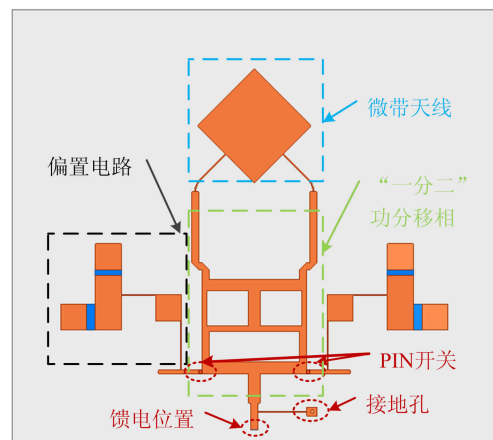


图 10 极化捷变天线整体结构示意图

Fig. 10 Whole structure of the polarization-agile antenna

电路中的 PIN 开关进行直流偏置. 结构中的接地孔与偏置电路一同形成直流回路以控制 PIN 开关的通断,从而改变功分移相器的输出状态以实现微带天线辐射的极化捷变.

3.2 加工测试

对基于功分移相结构的极化捷变天线进行了加工测试,实验样品介质基板采用 Rogers 5880,介电常数为 2.2,厚度为 0.254 mm. 样品实物如图 11 所示,实验测试结果如图 12~14 所示,其中轴比、辐射方向图的仿真、测试频点皆为 10.25 GHz.

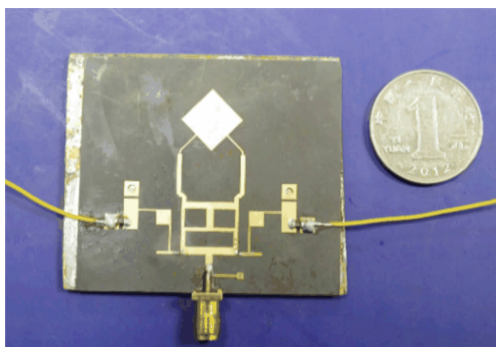


图 11 天线实物图

Fig. 11 Manufactured antenna

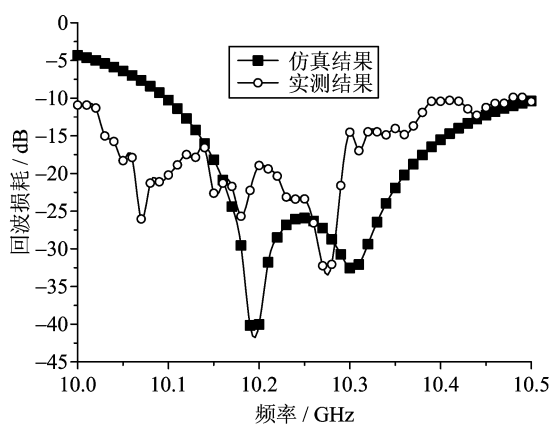


图 12 天线回波损耗

Fig. 12 Measured return loss

实测结果显示,天线工作中心频点约为 10.2 GHz,在 10~10.3 GHz 工作频段回波损耗小于 -15 dB. 天线实测增益较仿真结果低 0.3 dB 左右,其原因主要来自于 SMA 接口引入的插损. 同时,天线的实测轴比与仿真结果基本符合.

4 结论

利用传输线的非线性特征,本文提出了一种新型极化捷变天线的设计方式. 与传统双馈极化捷变天线馈电网络采用分立的功分器和移相器相比,本文采用的功分移相一体化馈电结构大大提高了馈电平衡度,减少了 PIN 开关数目,简化了控制电路,同时降低了插损. 最后,实验测试结果和仿真结果吻合

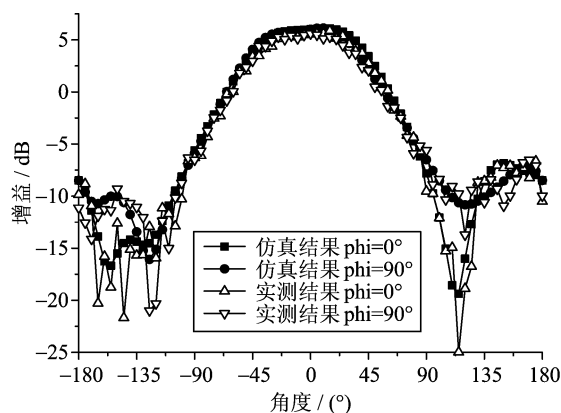


图 13 天线辐射增益图

Fig. 13 Measured radiation pattern

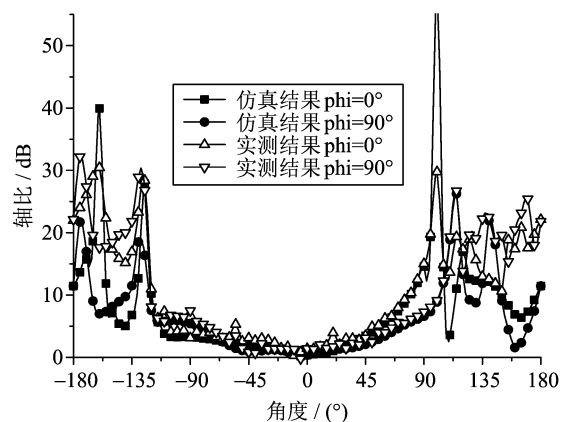


图 14 天线轴比

Fig. 14 Measured axial-ratio

较好,验证了本文的设计.

参考文献 (References)

- [1] Gao S, Sambell A, Zhong S S. Polarization-agile antennas [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2006, 48(3): 28-38.
- [2] Lockard M D, Block F J, Macdonald, T G. Analysis of a polarization agile communication system [C]// Proceedings of Aerospace Conference, 2015 IEEE. Big Sky, MT: IEEE, 2015: 1-7; doi: 10.1109/AERO.2015.7119310.
- [3] Haskins P M, Danhele J S. Compact active polarization-agile antenna using square patch [J]. Electron Letters, 1995, 31(16): 1 305-1 306.
- [4] Fries M K, Grani M, Vahldieck R. A reconfigurable slot antenna with switchable polarization [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2003, 13(11): 490-493.

(下转第 952 页)