

# 北斗宽波束“U”型槽双频微带天线的设计

彭菊红, 王仕章, 邱桂霞, 杨维明

(湖北大学 计算机与信息工程学院, 武汉 430062)

**摘要:** 基于北斗导航系统的实际通信需求, 要求接收天线具有多频带、宽波束、小型化等特点, 为此选定设计一款矩形贴片微带天线; 结合微带天线的双频圆极化理论, 采用同轴线的馈电方法, 设计了一款在贴片上开“U”型槽的双频微带天线, 使微带天线可以同时工作在北斗  $B_2$  频段 ( $1\ 210 \pm 10$  MHz) 和  $B_3$  频段 ( $1\ 268 \pm 10$  MHz), 实现了微带天线的双频化, 而且减小了天线尺寸; 通过 HFSS 对该天线进行了仿真和参数优化, 结果表明, 天线回波损耗  $S_{11}$  小于  $-20$  dB; 天线增益大于 3 dB; 双频内的轴比小于 6 dB; 具有较宽的波束, 较好的圆极化性能, 较小的尺寸, 可达到设计要求; 而且, 电路的设计方法简单, 制作工艺简单, 可为实际的应用提供参考。

**关键词:** 微带天线; 介质天线; 双频; 宽波束; “U”型槽

## Design of Wide Beam “U” Slot Double Frequency Micro-strip Dielectric Antenna for Beidou Navigation System

Peng Juhong, Wang Shizhang, Qiu Guixia, Yang Weiming

(School of Computer and Information Engineering, Hubei University, Wuhan 430062, China)

**Abstract:** Because of the specific demand for Beidou navigation system, the system requests the antenna to be, more band, wide beam, compact and portable, so that we select the design of broadband rectangular patch microstrip antenna. In accordance with micro-strip antenna dual-frequency circular polarization theory and Coaxial feed, the micro-strip antenna is operated simultaneously in the Beidou  $B_2$  band ( $1\ 210 \pm 10$  MHz) and the  $B_3$  band ( $1\ 268 \pm 10$  MHz) by opening the “U” slot on the patch to realize the dual frequency of the microstrip antenna. The design method of this paper is simple and the simulation and parameter optimization of the antenna are carried out by HFSS. The results show that its return loss below  $-20$  dB; its gain more than 3 dB in the bandwidth; the axial ratio of the antenna below 6 dB. The results show that the beam has good circular polarization performance, wide beam and the design requirements are achieved. Moreover, the circuit design method is simple, the making process is simple, and this can provide reference for the actual application.

**Keywords:** microstrip antenna; dielectric antenna; double band; wide beam; “U” Slot

## 0 引言

北斗卫星导航系统作为我国独立研发经营的导航系统, 已逐步投入使用, 并在国民经济社会各行业得到广泛应用。同时, 随着卫星导航终端的日益普及, 对终端天线的性能参数和尺寸有了更高的要求。目前关于北斗圆极化天线的宽波束、小型化、多频带及高性能的研究也成为了热点<sup>[1]</sup>。考虑北斗卫星在民用方面的应用, 设计出能够满足工作在北斗卫星  $B_2$  频段 ( $1\ 210 \pm 10$  MHz) 和  $B_3$  频段 ( $1\ 268 \pm 10$  MHz) 的双频微带天线具有一定意义。

微带天线具有重量轻、体积小、易于集成等优点, 已经广泛使用在各种场合。为提高定位精度, 希望天线具有较高增益和较宽的波束; 为兼容各种导航系统, 需要在多个频段工作。文献 [2] 设计的介质埋藏微带八木天线结构, 天线的增益较高, 但尺寸较大; 文献 [3] 采用层叠结构设计的宽波束天线, 圆极化性能较好, 设计简单, 但是制作工艺较复杂; 文献 [4] 设计了六边形环和缺陷地结构的宽频带多频微带天线, 天线尺

寸较小, 增益较高, 但结构较复杂, 波束范围不宽。

本文结合微带天线双频圆极化理论, 采用一种新型同轴线馈电结构, 通过在贴片上开“U”型槽, 使微带天线同时工作在北斗  $B_2$  频段 ( $1\ 210 \pm 10$  MHz) 和  $B_3$  频段 ( $1\ 268 \pm 10$  MHz), 从而实现微带天线的双频化。本文的设计方法简单, 通过 HFSS 对该天线进行了仿真和优化, 结果表明具有较好的圆极化性能, 较宽的波束, 达到设计要求。

## 1 圆极化微带天线的理论基础

### 1.1 矩形微带天线的结构及机理

矩形微带天线的结构如图 1 (a) 所示, 贴片尺寸为  $L \times W$ , 一般天线长度  $L$  约为  $\lambda/2$ ;  $h$  为贴片与地板间的距离, 一般  $h$  远远小于  $\lambda$ 。根据传输线理论, 贴片、基板以及接地板可以当成两端开路的  $\lambda/2$  传输线。由于  $h \ll \lambda$ , 所以在  $h$  方向上电场基本无变化。假设  $W$  方向电场也无变化, 如果仅考虑主模激励, 则该等效传输线场结构如图 1 (b) 所示, 能量辐射主要产生在贴片的开路边缘。以接地板为参考面, 这些场可分解成法向分量与切向分量, 且法向分量与切向分量的方向相反。一般, 微带天线可用两个距离为  $\lambda/2$  的缝隙天线等效, 缝隙天线是沿着接地板上面区域进行辐射的, 缝隙长度为  $\Delta L$ , 如图 1 (c) 所示。矩形微带天线单元的电流分布仿真如图 1 (d) 图所示, 可见天线主要在接地板上面的空间中进行辐射,

收稿日期: 2017-06-13; 修回日期: 2017-08-18。

基金项目: 国家自然科学基金(61601175)。

作者简介: 彭菊红(1978-), 女, 讲师, 主要从事射频微电子学方向的研究。

而且电场的方向是垂直于宽边的<sup>[5]</sup>。

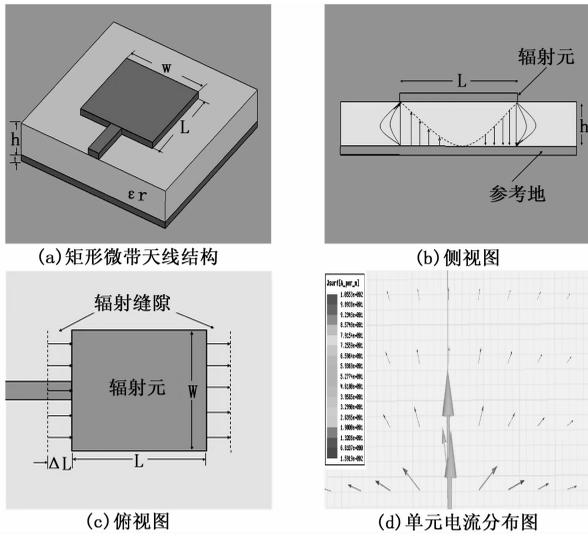


图 1 微带天线辐射机理

### 1.2 微带天线的馈电和极化方式

微带天线中常用的馈电方式是微带线馈电和同轴线馈电，微带线馈电是将传输线和贴片集成在一起，利用微带传输线馈电，并根据天线的激励模式确定馈电点的位置。采用微带线馈电，需要确定天线尺寸后，再进行阻抗匹配，但贴片尺寸加工时如果存在变化，将会改变天线的输入阻抗，因此，需要调整阻抗匹配电路。同轴线馈电是在接地板上插入同轴线，使介质基板上的同轴线内导体与辐射贴片连接在一起，只要选择适当的馈电点位置，就可以获得较好的阻抗匹配。

微带天线的设计还需要考虑天线的极化，根据天线辐射时电场的运动轨迹，可分为线极化、椭圆极化和圆极化。椭圆极化和圆极化又可分为左旋极化和右旋极化。天线的极化方式可以用长轴长度与短轴长度的比值，即轴比 (Axial Ratio) 来区别。如果轴比  $AR = \infty$  则表示为线极化波；如果轴比  $AR = 1$  表示为圆极化波<sup>[6]</sup>。可见，轴比值越接近 1，表明圆极化程度越好。

对于圆极化天线而言，其只能发射或接收圆极化波。如果用微带天线形成圆极化波，其核心部分需要激发两个线极化波，要求二者极化方向正交，幅度一样，相位间隔  $90^\circ$ ，这样才可以获得圆极化波的辐射<sup>[7]</sup>。圆极化的微带天线通常可采用单点馈电法、两点正交馈电和多元法 3 种圆极化方式。单点馈电法主要是通过贴片中的切角或者开槽等引入微扰，形成极化波的幅值相等、方向正交的两个简并模式。如果采用切角的方式，则切角的尺寸及馈电点的位置是决定天线性能的重要参数。相比于单点馈电法，两点正交馈电方法一般需要借助于馈电网络实现  $90^\circ$  相移，常见的馈电网络有 T 型功分器或 3 dB 电桥等。多元极化方法与两点馈电圆极化形成的原理类似，主要是形成多个相移网络，等效一个微带阵列；可采用多个幅值相同、相位间隔  $90^\circ$  的线极化辐射源实现圆极化，一般馈电的相位分别是  $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $270^\circ$ ，振幅均相同<sup>[8-10]</sup>。北斗系统的终端天线要求采用右旋圆极化波，如果用轴比表征其圆极化性能，通常只需要北斗天线在最大辐射方向上的轴比不大于 6 dB，回波损耗  $S_{11}$  不大于  $-10$  dB 就可以满足实际需求。

## 2 双频微带天线的设计

为适合北斗导航系统的工作范围，双频微带天线的指标要求为：工作频带为  $B_2$  ( $1.20 \sim 1.22$  GHz) 和  $B_3$  ( $1.258 \sim 1.278$  GHz)，中心频率为 1.21 GHz 和 1.268 GHz，天线的方向增益不低于 3 dB，回波损耗不高于  $-10$  dB。根据前面的基础理论，结合双频微带天线设计方法，本文设计出常规的矩形微带天线，并采用同轴线馈电方式，利用正交馈电法来实现圆极化，并对贴片尺寸电路进行了优化。为实现双频工作，采用的是开 U 型槽的方法，具体的设计过程如下。

### 2.1 矩形贴片微带天线设计

矩形贴片微带天线的性能主要和介质基板的长度、宽度有密切关系；介质基板材料选取对天线的性能也有非常重要的影响。对于一般的矩形贴片微带天线，当工作频率一定时，基片的相对介电常数与尺寸为反比关系，对于其他类型的微带天线也有同样的关系。因此，为了保证微带天线的小尺寸，应选取相对介电常数较高的材料。但是，较高的相对介电常数将降低天线的效率。为了保证天线的辐射效率，基片的厚度应在  $(0.005 \sim 0.1) \lambda_0$ ， $\lambda_0$  为电波在空气中波长<sup>[11]</sup>。

根据天线的工作频率和基板参数，可以利用下面公式 (1) ~ (5) 可计算出矩形贴片长  $L$  和宽  $w$  的理论尺寸<sup>[9]</sup>。

$$w = \frac{c}{2f} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

式中， $c$  是光速， $\epsilon_r$  是基板的介电常数， $f$  为天线的工作频率。

理论上，贴片单元的长度  $L_e$ ：

$$L_e = \lambda_g / 2 = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_e}} \quad (2)$$

式中， $\lambda_g$  为波导波长， $\epsilon_e$  是基板的相对介电常数。

考虑边缘场的影响，贴片的实际长度  $L$  应在理论长度  $L_e$  中减去等效的辐射缝隙长度  $\Delta L$  的两倍，即：

$$L = L_e - 2\Delta L \quad (3)$$

$$\Delta L = 0.412 \frac{(\epsilon_r + 0.3)(w/h + 0.264)}{(\epsilon_r - 0.258)(w/h + 0.8)} \quad (4)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12h/w)^{-\frac{1}{2}} \quad (5)$$

式中， $h$  为基板厚度。

为了满足北斗系统接收端天线对下行链路电磁波的要求，需要实现右旋圆极化波。文本采用一种新型馈电结构，如图 2 所示，我们将辐射贴片的谐振长度记作  $L_e$ ，通过微调，使得谐振长度略偏离谐振，设贴片的一边长为  $(L_e + a)$ ，一边为  $(L_e - a)$ 。这样，前者阻抗表现出容性，容抗大小为  $Y = G - jB$ ；后者阻抗表现为感性，感抗大小为  $Y = G + jB$ ，然后通过调整  $a$ ，使二者的电抗分量与电阻分量相等，即  $B = G$ 。则可以得到两个大小相同、相位分别是  $\pm 45^\circ$  的阻抗值，符合前面的圆极化的要求，因此可以构成了圆极化带天线。而馈点所处的位置决定了圆极化微带天线的旋向，图 2 中的 A 点对应右旋圆极化波，B 点对应左旋圆极化波<sup>[12]</sup>。按照理论分析，若贴片的长宽之间满足  $L/w = 1.029$ ，即  $(L_e + a)/(L_e - a) = 1.029$ ，推导出  $a = 0.0143L_e$  时，可以使模式  $TM_{01}$  和模式  $TM_{10}$  之间相位差达到  $90^\circ$ 。此外，该模型的  $50 \Omega$  馈电点处于对角线上，而且与贴片正中心的位置距离一般在  $(0.11 \sim$

0.15)  $L_c$  之间<sup>[13]</sup>。根据上述理论, 辐射贴片尺寸设计为:  $L = L_c + a$ ,  $W = L_c - a$ ,  $a = 0.0143 L_c$ , 反馈点选择 A, 将能得到右旋圆极化波。

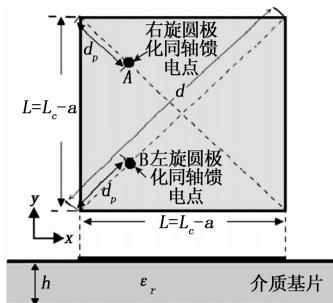


图 2 圆极化同轴馈电示意图

先设计北斗  $B_2$  频段 ( $1\ 210 \pm 10$  MHz) 矩形天线的尺寸, 微带天线的基板材料选用 Rogers TMM10i, 其相对介电常数  $\epsilon_r = 9.8$ , 基板厚度取  $h = 0.8$  mm。代入公式 (1) ~ (5), 利用经验公式, 得出天线贴片长度  $L$  和宽度  $W$  的初始尺寸:  $L_i = L = W = 53.48$  mm。为得到圆极化波, 对贴片尺寸进行优化, 微调长度设为  $a = 0.0143L_i = 0.76$  mm, 以便得到圆极化波, 则  $L = L_i + a = 54.24$  mm,  $W = L_i - a = 52.72$  mm。

微带天线的辐射方向图为:

$$f(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{kl}{2}\left(\frac{1}{k} - \cos\theta\right)\right]}{\frac{1}{k} - \cos\theta} \quad (6)$$

其中:  $k = \omega/c$ ,  $c$  为光速。通常微带介质天线的截面为圆形棒状结构, 它的相速与  $\epsilon_r$  以及介质棒直径  $d$  的关系可从文献 [8] 中的查表得到。当  $k$  取得最佳值 ( $k_{op}$ ) 时, 可以使天线获得最好的方向性, 而  $k$  与基板延伸长度  $l$  和  $\lambda_0$  的关系满足<sup>[14]</sup>:

$$k_{op} = \frac{2l}{2l + \lambda_0} \quad (7)$$

当介电常数给定时, 需要通过选取适当的截面直径  $d$  得到  $k_{op}$ 。此时天线的方向性系数表达式为:

$$g = (7 \sim 8)l/\lambda_0 \quad (8)$$

若采用板状结构, 则可将其等效为  $d = (A + h)/2$  的圆形结构, 然后采用上面理论及公式来设计。

其中  $h$  为基板厚度,  $A$  为基板长度,  $l$  为基板延伸的长度。基板长度  $A$  与基板延伸长度  $l$  及贴片长度  $a$ 、宽度  $b$  之间满足经验公式<sup>[10]</sup>

$$l = \frac{A - a(\text{或 } b)}{2} \quad (9)$$

按照上面尺寸设计的天线结构, 经过 HFSS 仿真, 发现在  $10^\circ$  仰角处增益约等于  $-3$  dB, 则介质天线在切向外增益应不小于 3 dB, 即其方向性系数不小于 3 dB。将  $g = 3$  dB 代入公式 (8), 可求出介质板延伸长度  $l = 93.2$  mm, 再由公式 (7) 仿真优化后取  $l = 86$  mm; 最后由公式 (9) 算出基板长度  $A = 226.24$  mm。

本文利用这个理论设计了传统矩形微带天线, 并在 HFSS 中仿真及优化<sup>[15]</sup>。传统天线结构图如图 3 (a) 所示, 在  $B_2$  频段内对端口进行仿真, 得到电压驻波比的仿真曲线如图 3 (b)

所示。

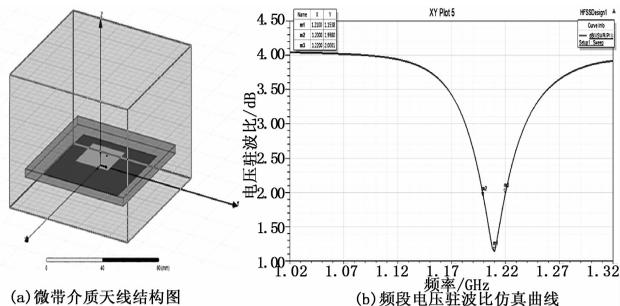


图 3 传统微带介质天线结构图及仿真图

仿真结果表明在北斗  $B_2$  频段 ( $1\ 210 \pm 10$  MHz) 天线的电压驻波比几乎都小于 2, 说明端口间相互匹配较好, 只有少数能量被反射。

### 2.2 双频微带天线设计

使微带天线工作在多个频段的方法较多, 我们采用开“U”型槽的方案, 拟实现天线同时工作在两个频点, 设计的贴片结构如图 4 (a) 所示。“U”型缝隙单元的双频微带天线印制在介质基板上, 天线贴片正面内嵌入“U”型槽, 背面的接地板直接接地, 天线内嵌入微带馈线。这种方法结构简单, 易于加工, 是天线多频工作最便捷的手段<sup>[16]</sup>。

此时天线包含两个单元:  $L_1 \times W_1$  看作辐射单元 1, 产生低频点  $f_1$ ,  $f_1$  随着的  $L_1$  增大而减小;  $L_2 \times W_2$  看作辐射单元 2, 产生高频点  $f_2$ ,  $f_2$  随着  $L_2$  的增大而减小。高频点  $f_2$  可由经验公式 (10) 进行估算:

$$f_2 = \frac{c}{4(h + L_2 + W_2)} \quad (10)$$

若  $f_2 = 1\ 268$  MHz, 则  $L_2 + W_2 = 58.348$  mm, 经优化取  $L_2 = 32$  mm,  $W_2 = 27$  mm,  $G_1 = G_2 = 2$  mm。双频微带介质的天线的结构图如图 4 (b) 所示。

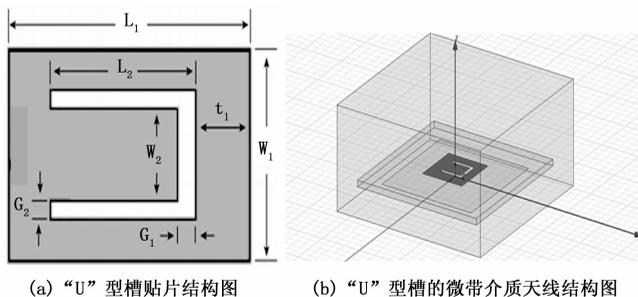


图 4 “U”型槽双频微带介质天线结构图

### 3 微带天线的性能仿真及分析

通过 HFSS 仿真平台, 对前面优化参数后的新型微带介质天线进行了性能仿真, 得到的回波损耗  $S_{11}$  曲线如图 5 所示。从图 5 中可以看出天线有两个谐振点, 分别在 1.21 GHz 和 1.268 GHz 处,  $B_2$  频带内的  $S_{11}$  在  $-24$  dB 左右,  $B_3$  频带内的  $S_{11}$  在  $-29$  dB 左右。可见, 频带  $1.20 \sim 1.278$  GHz 内  $S_{11}$  均小于  $-10$  dB, 满足设计要求。

通过 HFSS 仿真, 得到  $B_2$  频段 ( $1\ 210 \pm 10$  MHz) 和  $B_3$  频段 ( $1\ 268 \pm 10$  MHz) 内的天线增益曲线如图 5 (a)、(b)。从

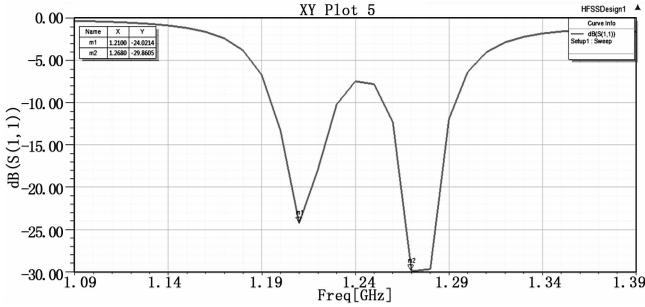


图 5 “U”型槽双频微带介质天线  $S_{11}$  曲线图

图中可以看出,增益曲线近似完全对称,则表明天线是各向均匀辐射。图 5 (a) 中天线在  $-72^\circ \sim 72^\circ$  范围内天线增益均高于 0 dB,最大辐射方向 ( $\theta=0^\circ$ ,  $\varphi=0^\circ$ ) 增益高于 4 dB;图 5 (b) 天线在  $-80^\circ \sim 80^\circ$  范围内天线增益均高于 0 dB,最大辐射方向 ( $\theta=0^\circ$ ,  $\varphi=0^\circ$ ) 增益高于 5 dB,整体满足设计要求。

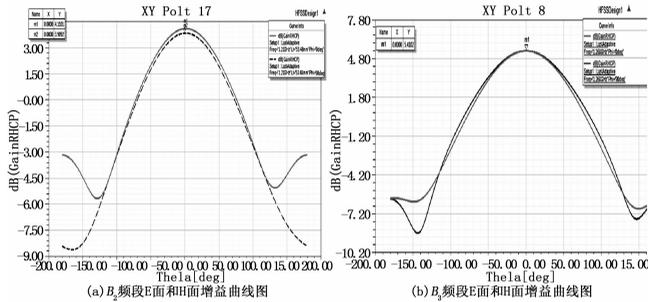


图 6 “U”型槽双频微带介质天线增益曲线图

通过 HFSS 仿真,得到  $B_2$  频段 ( $1\ 210 \pm 10$  MHz) 和  $B_3$  频段 ( $1\ 268 \pm 10$  MHz) 内的轴比曲线如图 7 所示。从图 7 (a) 中可以看出  $B_2$  内轴比小于 2.8 dB;图 7 (b) 看出  $B_3$  内轴比小于 2 dB。图 7 (c) 为天线 E 面法向轴比曲线,从图中可看出,  $B_2$  频段在  $-135^\circ \sim 130^\circ$  俯仰角范围内轴比均不大于 6

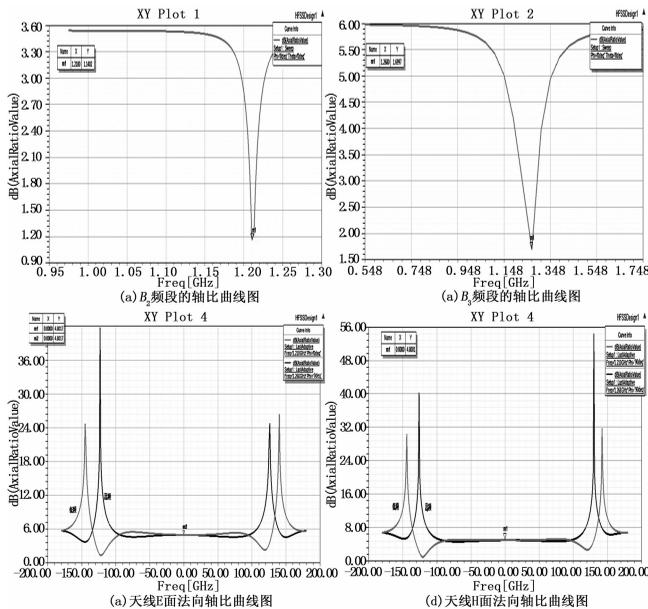


图 7 “U”型槽双频微带介质天线轴比仿真曲线

dB;  $B_3$  频段在  $-105^\circ \sim 105^\circ$  俯仰角范围内轴比均不大于 6 dB。图 7 (d) 为天线 H 面法向轴比曲线图,从图中可以看出,  $B_2$  频段和  $B_3$  频段在  $-105^\circ \sim 105^\circ$  之间,轴比均不大于 6 dB。可见,天线的圆极化性能较好,增益满足要求,且具有较宽的波束,可达到设计要求。

### 4 结论

本文所设计的微带介质天线,在结构上保留了微带天线的特点,在性能上综合了微带天线和介质天线的优点,使天线在法向和切向上同时具有较大的增益;利用一种新型的同轴线馈电方式,产生右旋圆极化波;利用在贴片上开“U”型槽,实现了在北斗  $B_2$  频段和  $B_3$  频段工作的双频微带介质天线,而且实现了宽波束的目的。本文的设计方法简单,通过 HFSS 对该天线进行了性能仿真和参数优化,仿真结果表明天线的回波损耗  $S_{11}$  小于  $-20$  dB;双频段内的增益大于 3 dB;轴比小于 6 dB;具有较宽的波束,满足设计要求。本文设计的天线在宽波束的基础上还能实现多频段工作,且低仰角增益也有一定的改善,该模型结构简单易于制作,可为多频段工作的圆极化天线的设计提供一定的参考。

### 参考文献:

- [1] 于雯雯,葛俊祥,周勇.一种宽带宽波束移动终端卫星通信天线[J].微波学报,2015,31(3):44-46.
- [2] 倪国旗,刘芳,韩非凡.用于北斗终端系统介质埋藏天线的设计[J].现代电子技术,2015,38(17):75-79.
- [3] 黄斌,王建武,杨建文,等.用于移动卫星系统的宽波束双频微带天线[J].现代雷达,2008,30(12):67-69.
- [4] 潘勇,熊江,李潘.一种新型宽频带多频微带天线设计[J].电讯技术,2015,55(4):390-394.
- [5] 张钧.微带天线理论与工程[M].北京:国防工业出版社,1988.
- [6] Wang L L. The Design And Simulation Of Dual-frequency Circularly Polarized Microstrip Antenna [A]. International Symposium on Antennas Propagation and Em Theory [C]. IEEE, 2011: 87-89.
- [7] 张嘉伟.双频圆极化微带天线的设计[D].西安:西安电子科技大学,2014.
- [8] 金颖.宽波束微带天线的研究[D].西安:西安电子科技大学,2005.
- [9] 李嘉,钱祖平.一种单馈双频双圆极化微带天线[A].全国天线年会论文集[C].2009.
- [10] 董涛.一种新式宽带宽波束圆极化微带导航终端天线设计[J].2009年全国微波毫米波会议集,2009.
- [11] Carver K, Mink J.. Microstrip antenna technology [J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2003, 29(1): 2-24.
- [12] 邱桂霞.北斗卫星导航系统终端天线的设计及研究[D].武汉:湖北大学,2016.
- [13] 李洪彬,丁卫平,余同彬.实现宽波束圆极化天线的几种方法[J].军事通信技术,2011,32(1):44-46.
- [14] 杨永军.一种可用于北斗卫星信号接收的微带天线设计[J].现代电子技术,2015,38(7):58-59.
- [15] 曹合适,张斌珍,赵龙.基于 HFSS 的多频微带天线分析与设计[J].电子元件与材料,2015,34(6):53-56.
- [16] 张乃柏,马廷爽,等.一种 C 波段宽带微带天线的设计与仿真[J].无线电通信技术,2014,40(4):64-66.