

# 上海 65m 射电望远镜 Ka 波段极化器设计\*

王锦清 仲伟业

(中国科学院上海天文台, 上海 200030)

## 提 要

该文比较详细地论述了上海 65m 射电望远镜上 Ka 波段(30 ~ 34GHz)宽带极化器的设计。重点介绍了宽带差分移相器和宽带正交模转换器的设计和 HFFS 仿真,并给出了两者组合后的仿真结果。整个极化器符合 65m Ka 波段极化器所要求的总体设计指标。文中首先谈到了设计 Ka 波段极化器的背景,论及了当前国内外在这一领域的发展近况,然后就 65m 射电望远镜 Ka 波段极化器设计做了深入的展开,并给出了相应结论。

主题词: Ka 波段 — 极化器 — 差分移相器 — 正交模转换器

分类号: P111.44, TN821.1<sup>+</sup>1

## 1 课题背景

上海 65m 射电望远镜计划将配备 8 个波段的接收设备,涵盖了 46GHz 以下的所有波段。Ka 波段作为规划中的一个重要波段,也已提出了设计指标,频率范围为 30 ~ 34GHz,相对带宽 13%,接收机噪声 30K,对于极化器要求双圆极化输出,并且隔离度好于 25dB。

在各个频段,考虑到尺寸和相对带宽等因素,极化器的实现方式有多种方式,主要有介质片、隔板和波纹波导等形式,前两者大多在低频段采用,而波纹波导主要在高频段采用,具有很好的宽带特性。本文所论述的极化器采用了方形波纹波导的形式,同时,在正交模耦合器的设计中采用了对称结构的设计,而这种结构以往只应用于毫米波段。

极化器是整个接收机系统中一个很关键的部件,它的好坏直接影响了后续电路设备的性能,因此,十分有必要对这一部件进行深入的研究,力图设计出高指标和别具特色的极化器。

## 2 极化器原理及实现形式

一个典型的接收系统如图 1 所示。馈源得到天线面接收的微波信号后,将电磁波传送给极化器。极化器的基本作用就是能把接收到的电磁波分解为两个正交的分量,也能将两个正交的分量进行合成,然后通过波导过渡到微带电路进入低噪声放大器,最后通过混频器把信号频率降至中频(通常在 1GHz 以下),最后把模拟的中频信号数字化并记录。极化器是介于馈源和低噪声放大器之间十分重要的微波器件,它的性能好坏将直接影响整个接收系统的性能。

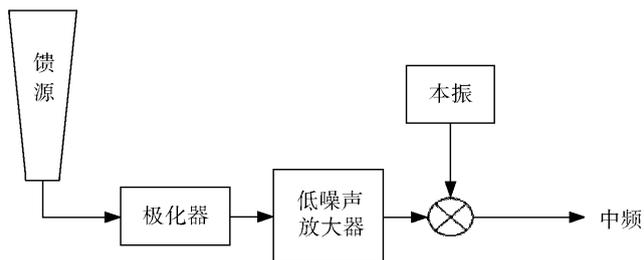


图 1 接收系统

Fig. 1 The receiver system

极化器的实现通常有两种不同的形式。第一种形式通常在高频段(X波段以上)运用,其框图如图2所示。其中第一个方圆过渡是为了把圆口的馈源与方口的差分移相器相连,再通过第二个方圆过渡(其作用将在后文谈到),最后由正交模转换器的两个波导口输出线极化信号。但在低频段(C波段以下),由于考虑到器件的尺寸因素(主要是差分移相器的尺度太大,不适合生产),通常采用如图3所示的第二种形式。其虚线框内实际上都是在微电路上实现的(第一种形式的极化器都是在微波腔体内实现),这种方式充分利用了圆极化和线极化间的转换关系,缩小了极化器的尺寸。但是这里要求两个低噪放以及两个移相电桥的幅度和相位特性高度一致,以便相加后才能比较理想地完成圆极化波和线极化波转换,但这也极大地增加了实现的困难。



图 2 第一种极化器形式

Fig. 2 First type of polarizers

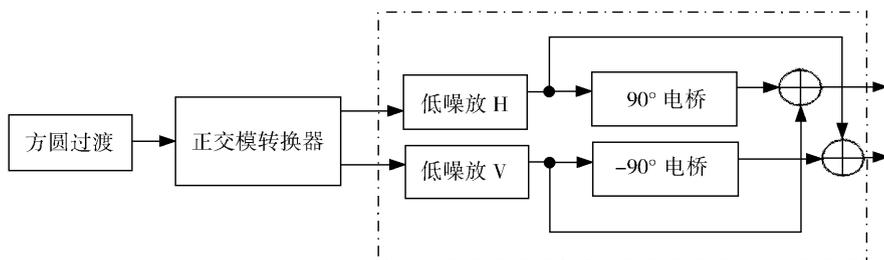


图 3 第二种极化器形式

Fig. 3 The second type of polarizers

而在实际应用中,有时只要单方向的线极化输出,所以正交模转换器往往只有一个口输出,这样,极化器的核心就是一个移相器。在通常情况下我们所说的各种圆极化器,如螺钉极化器、隔板极化器、介质片极化器都是针对移相器而言的。

对于 Ka 波段,我们采用了第一种形式的极化器,下面将仅对差分移相器(Differential Phase Shifter, DPS)和正交模转换器(Orthomode Transducer, OMT)做深入的讨论。

### 3 差分移相器的设计

差分移相器是极化器的核心,它将圆极化(左圆极化或者右圆极化)信号准确地转换为对应的线极化输出<sup>[1]</sup>。其主要的设计指标有:频率范围,移相角度范围(对于圆极化到线极化的转化,这个角度为 90°),信号的传输系数、反射系数(通常又用插入损耗和驻波来表示),以及轴比。在实际应用中尺寸也是必须要考虑的,因为还要放入制冷的杜瓦。

通常情况下移相功能可以由介质片、螺钉、隔板等实现,但是在超过 20% 的带宽时,其性能急剧下降<sup>[2]</sup>。只有波纹波导差分移相器有很好的宽带特性和理想的移相性能,波导波纹移相器又有圆波导<sup>[3,4]</sup>、椭圆波导<sup>[5]</sup>和方形波导多种,总的看来前两者的性能比方形波导略好,但设计的复杂度和加工的成本都远远高出方形波导。

本文所介绍的 Ka 波段波纹波导差分移相器,采用方形的波导结构<sup>[6]</sup>和线性渐变的波纹<sup>[7]</sup>(见图 4),这些都是出于加工方便的考虑。它有很宽的频带特性,在 30% 的相对带宽内仍有 90° ± 3° 相移特性,有小于 0.5 dB 的轴比特性。

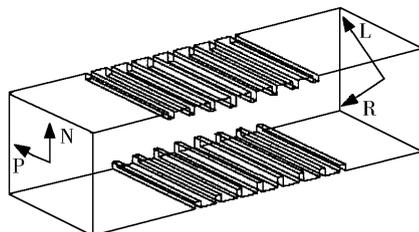


图 4 Ka 波段波纹波导差分移相器  
Fig. 4 Waveguide polarizers with irises

下面介绍波纹波导差分移相器的电磁理论基础。在两正交极化波通过图 4 所示移相器时,对于左圆或右圆极化波,都可以分解为 N 和 P 两个方向的极化波,垂直于波纹的 N 向极化波的相位受到的影响比平行于波纹的 P 向极化波的大,这主要是因为纹波的存在增加了在这个方向上波传播时的电长度,通过调整波纹尺寸就可以让相位差变为 90°,这样就可以在输出端得到 L 方向(当 N 和 P 是由左旋圆极化波分解得到时)或 R 方向(当 N 和 P 是由右旋圆极化波分解得到时)的线极化波。而移相器本身可以倒过来使用,换句话说,在图 4 的右端加上 L 或 R 的线极化信号时,同样可以激发另一端的左旋或右旋圆极化波。

为了表征圆极化器的“圆”的程度,通常要用到轴比的概念。这需要这样理解图 4:假如两个等幅同相的线极化波  $E_p$  和  $E_N$ ,通过极化器后它们的相位分别为  $\varphi_p, \varphi_N$ 。当  $E_p$  和  $E_N$  的振幅相等时,轴比定义<sup>[8]</sup>如式(1)所示:

$$R_A = \frac{\text{长轴}}{\text{短轴}} = \frac{\sqrt{1 + \cos(\varphi_N - \varphi_p)}}{\sqrt{1 - \cos(\varphi_N - \varphi_p)}}, \quad (1)$$

一般用 dB 值来表示轴比:

$$R_A = 20 \lg \frac{\text{长轴}}{\text{短轴}} = 20 \lg \frac{\sqrt{1 + \cos(\varphi_N - \varphi_p)}}{\sqrt{1 - \cos(\varphi_N - \varphi_p)}}. \quad (2)$$

可见,如果  $E_p$  和  $E_N$  通过圆极化器后其相位差为 90°,且幅度相同,此时轴比为 0dB,从而实现了两个线极化到圆极化的理想转化。当然事实上很难绝对做到轴比为 0dB,也就是说,输出的不是纯圆极化波,而是椭圆极化波,在这样情况下图 4 中当左端输入理想的圆极化波时,右端

得到得线极化波也就不在理想的对角线上,就要通过设计使椭圆极化波尽可能接近圆极化波。同时,轴比还与移相器的隔离度紧密对应,只不过是两种不同的表达方式而已:当  $R_A = 0.5\text{dB}$  时,隔离度 = 30dB,当  $R_A = 1\text{dB}$  时,隔离度 = 25dB<sup>[1]</sup>。

图 5 是我们用 HFFS11 设计的模型,方波导尺寸为  $7.85\text{mm} \times 7.85\text{mm}$ 。它由 21 对齿构成,其两端的 10 对齿高度成线性递增,中间 11 对齿的高度相等,齿间间隔  $1.55\text{mm}$ ,厚度  $0.2\text{mm}$ ,齿高度最低  $0.27\text{mm}$ ,最高  $0.54\text{mm}$ 。我们通过对中间 11 对齿高度的优化,即将齿高加上不同的增量  $d$  (单位  $\text{mm}$ ),得到如图 6 的仿真结果。可以看到当  $d = 0.14\text{mm}$  时,在整个设计带宽上移相角度最接近  $90^\circ$ ,如图 7 所示。

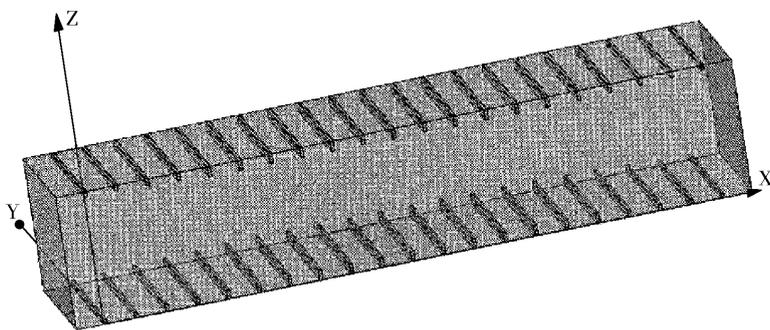


图 5 差分移相器模型

Fig. 5 The model of the differential phase shifter

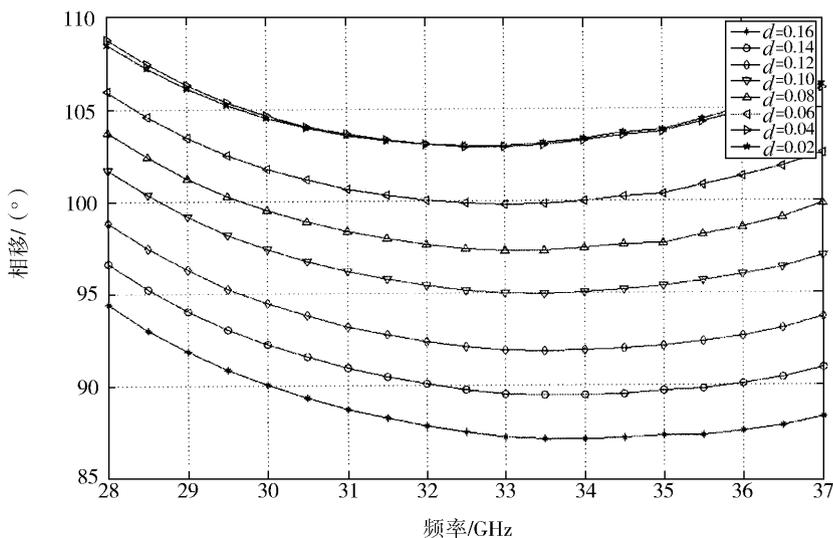


图 6 移相角度优化

Fig. 6 Phase shift optimization

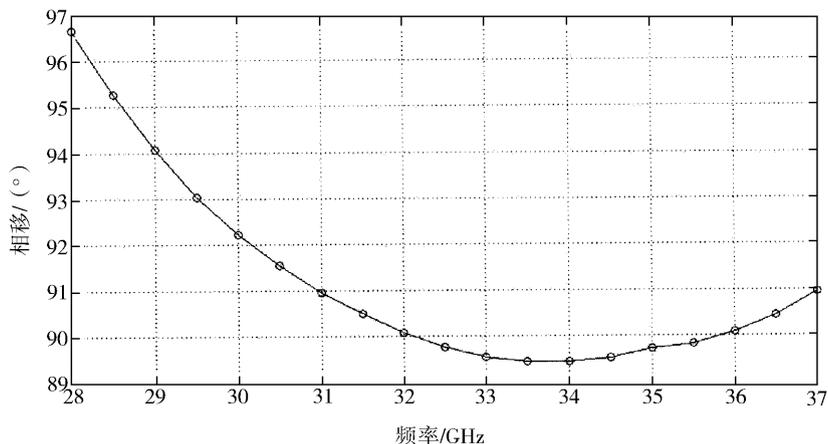


图7 当  $d = 0.14\text{mm}$  时的移相特性

Fig. 7 The phase shift when  $d = 0.14\text{mm}$

图8是移相器的轴比优化图。可以看到,  $d = 0.14$  时同样有最好的轴比,所以这与优化移相角度是一样的,图9是  $d = 0.14\text{mm}$  时的轴比。

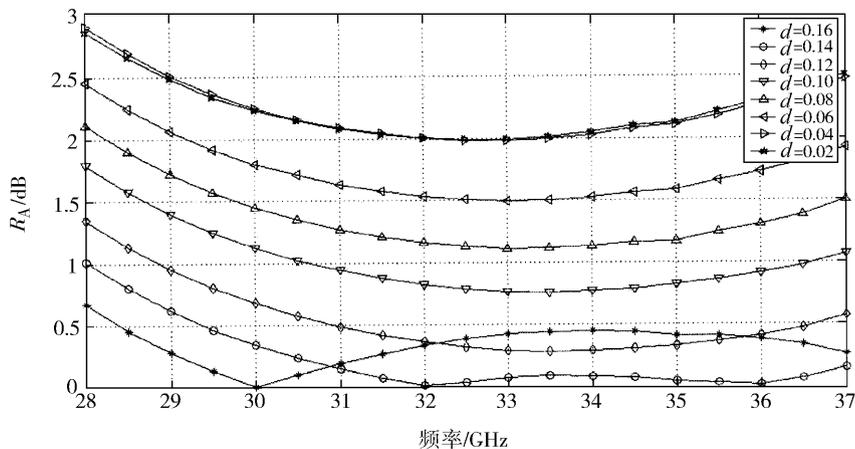


图8 轴比优化图

Fig. 8 The  $A_R$  optimization

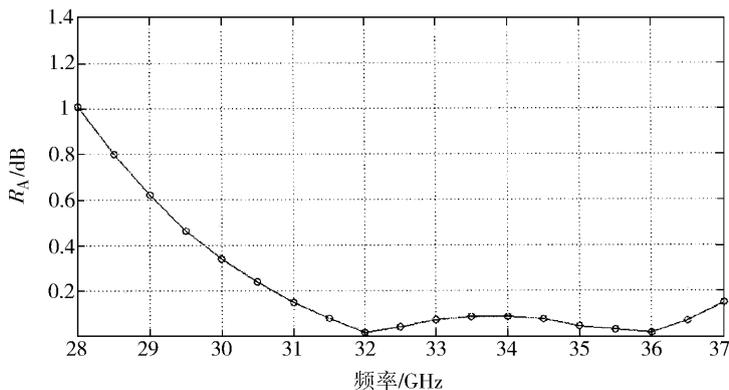
图 9 当  $d = 0.14\text{mm}$  时的轴比Fig.9 The  $A_R$  when  $d = 0.14$ 

图 10 和图 11 给出了移相器(DPS) TE<sub>10</sub> 模和 TE<sub>01</sub> 模的传输和反射性能(虚线表示 TE<sub>10</sub> 模,实线表示 TE<sub>01</sub> 模)。

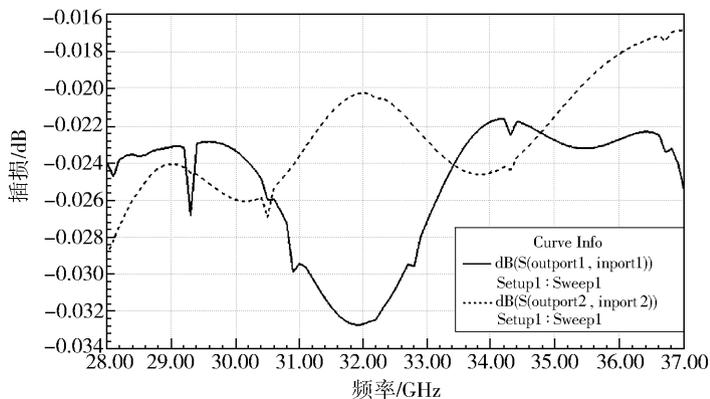


图 10 DPS 传输特性

Fig.10 The transmission character

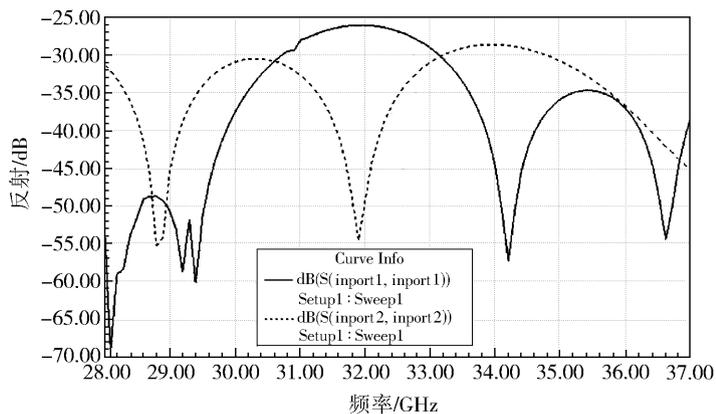


图 11 DPS 反射特性

Fig.11 The reflection character

由上面各项仿真结果,可知移相器在 30GHz 到 37GHz 上都有很好的特性,两个模的传输损耗都不到  $-0.034\text{dB}$ ,反射则都小于  $-25\text{dB}$ 。

## 4 正交模转换器的设计

正交模转换器也称双模变换器、正交模或正交器(简称 OMT,以下简称正交器),是多极化天线系统中重要的组成部分,多年来已得到相当广泛的应用。工程中常使用正交器来增加天线的通信能力,即可以通过在同一频率下同时使用两个极化方式不同且相互隔离的信道,增加信道总量,也可以通过将正交器与滤波器连接,解决频率复用问题<sup>[9]</sup>。

为了同时得到双圆极化对应的线极化输出,我们必须设计一个正交器,以便将两个正交的波从物理上分离开来,让其在空间上从两个矩形波导口分别输出。它的主要指标和设计难点是宽带特性,传输、反射以及隔离特性,尺寸指标。

正交器的设计方式有多种方式,但基本原理相同。如图 12 所示,正交器在物理结构上可表示为一个简单的三端口网络(但在电气上是四端口器件),由一个方波导,一个标准矩形波导(侧波导)和一个阶梯式匹配块组成。A 端口传输方波导中正交的  $\text{TE}_{01}$  与  $\text{TE}_{10}$  模式; B 端口与 C 端口分别传输相互正交的  $\text{TE}_{10}$  基模。由 A 口进入的电磁波,经过阶梯过渡的阻抗变换到达 B 口,得到一个极化;同时,电磁波通过方波导侧臂上的缝隙耦合到侧波导到达 C 口,得到另外一个正交的极化。

当前国内外对 OMT 都有大量的研究,OMT 主要分为两类:窄带和宽带。前者又有如下多种形式<sup>[11]</sup>:锥变分支 OMT、膜片分支 OMT、锐角或纵向正交模分支 OMT、短路公共波导 OMT。而宽带也有多种形式:鳍线 OMT、同轴馈电四脊 OMT 以及波导馈电四脊 OMT。

对于宽带 OMT,文献[10]按照复杂程度给出了三种分类:即最简单的三端口 OMT 为第一类(如图 12),一臂分离后再合成为第二类,第三类为两臂都分离后再合成。经过各项指标的比较,第三类是最理想的,但也是加工最复杂的。为了保持高性能同时兼顾加工,往往采用第二类设计,同时这也是 ALMA(当前国际上最大的天文项目)上 OMT 的设计选择<sup>[11]</sup>,我们的设计也参考了他们的结构。

图 13 是我们设计的 OMT 的模型。根据方波导和矩形波导传输理论,并查阅标准波导的尺寸,我们确定了输入和输出端口的尺寸:输入端口  $7.112\text{mm} \times 7.112\text{mm}$ ;输出端口是标准波导口 BJ320,尺寸均为  $7.112\text{mm} \times 3.556\text{mm}$ 。

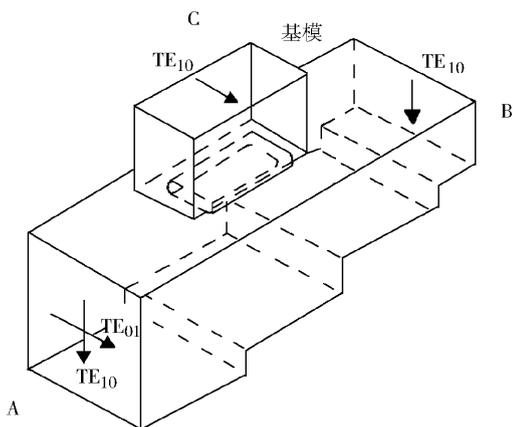


图 12 典型的 OMT 结构

Fig. 12 The structure of the typical OMT

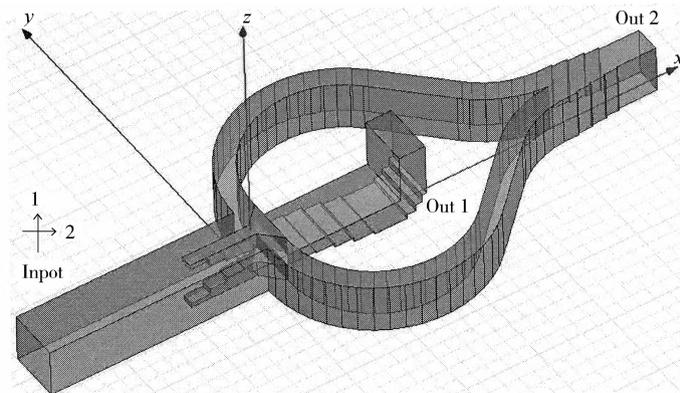


图 13 OMT 模型

Fig. 13 The model of the OMT

下面是它的各个经过优化仿真得出的指标。

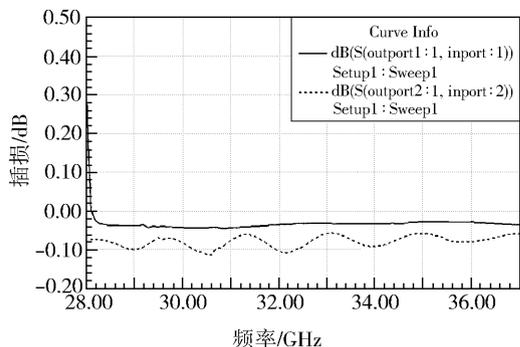


图 14 OMT 的传输特性

Fig. 14 The transmission character of the OMT

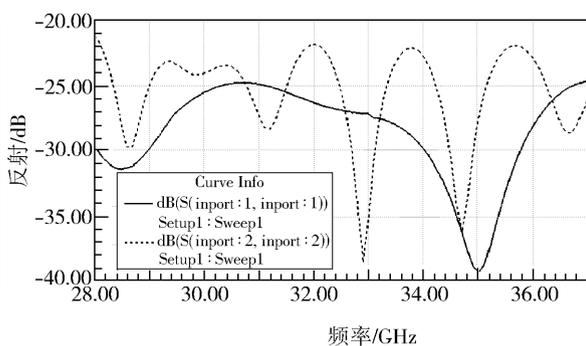


图 15 OMT 的反射特性

Fig. 15 The reflection character of the OMT

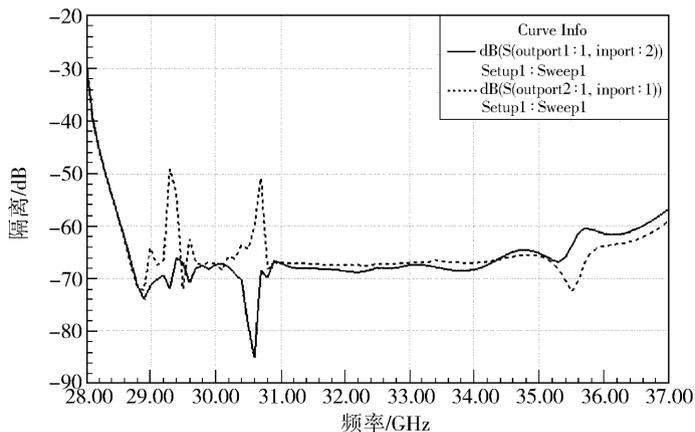


图 16 OMT 的隔离特性(交叉极化)

Fig. 16 The isolation character of the OMT

可以看到,优化后 OMT 的各项特性在 28GHz 到 37GHz 都有很好的表现,其两个模的传输损耗都在  $-0.1\text{dB}$  以内,而反射都小于  $-22\text{dB}$ ,隔离度则达到  $-50\text{dB}$  以下。

## 5 极化器整体

由于 DPS 和 OMT 之间有  $45^\circ$  的扭转,同时两个方波导的尺寸有所不同,DPS 的比 OMT 略大,因此我们设计了一个方圆变换和方形渐变组合在一起,如图 17 所示。

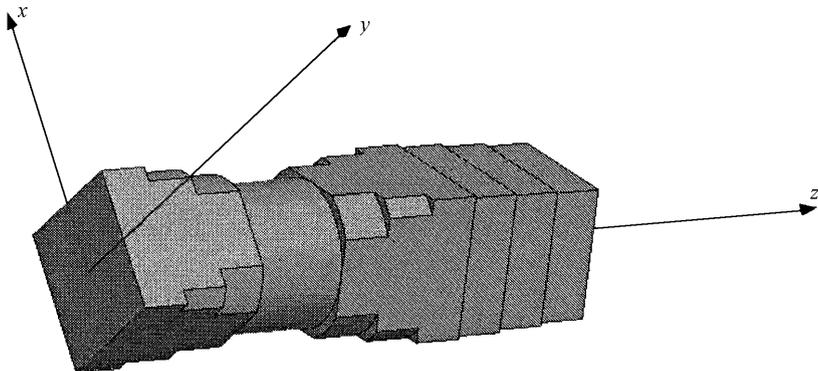


图 17 方圆变换 + 方形渐变

Fig. 17 The rectangle to circular converter + rectangle stepped

图 18 是 DPS 和 OMT 的整体组合形成的极化器, X 向的长度为  $150\text{mm}$ , Y 向的宽度为  $37\text{mm}$ 。

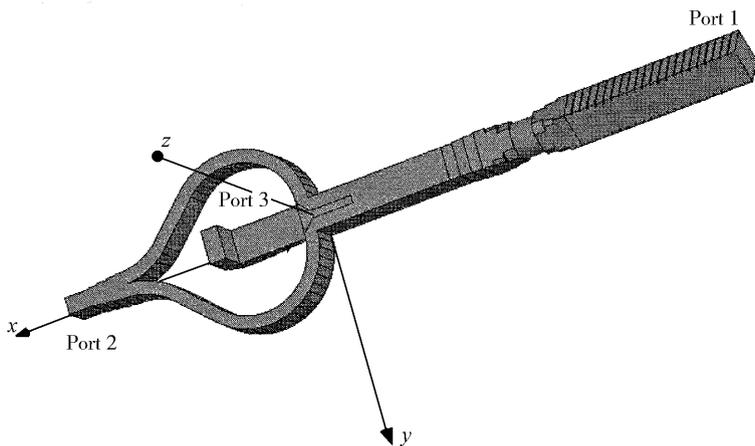


图 18 极化器

Fig. 18 The polarizer

图 19 分别是端口 1 入口到端口 2 和端口 3 的传输特性,它反映了实际的左圆和右圆极化波进入端口 1 后,最后把两个圆极化波变成了线极化波,分别从端口 2 和端口 3 输出,同时它说明了极化器的插入损耗。

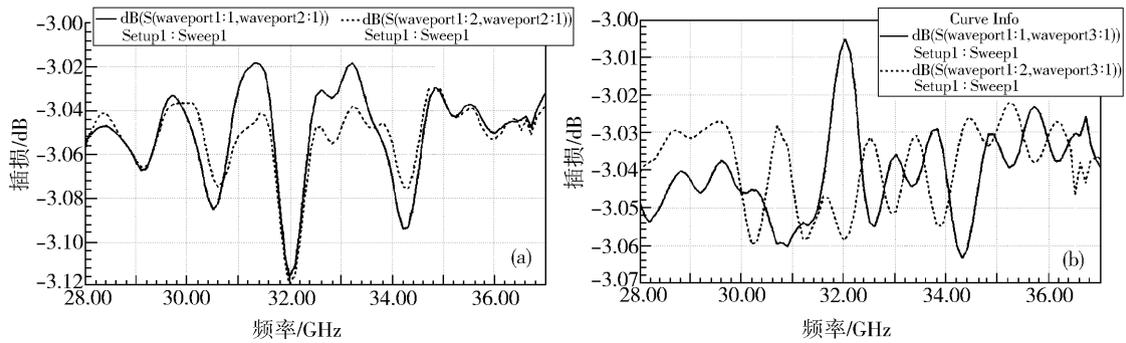


图 19 传输特性

(a) 端口 1 到端口 2, (b) 端口 1 到端口 3

Fig. 19 The transmission character

从传输图上可以看到沿端口 1 对角线方向的两个波最终都以一半能量的方式传输到了端口 2 和端口 3,这正是我们所希望的。

图 20 是端口 1 的两个主模的反射情况,可见反射都在  $-20\text{dB}$  以下;图 21 是端口 2 和端口 3 的反射特性,基本都在  $-20\text{dB}$  以下;次页中图 22 为端口 2 和端口 3 之间的隔离度情况,当前的结果为  $-33\text{dB}$  以下。

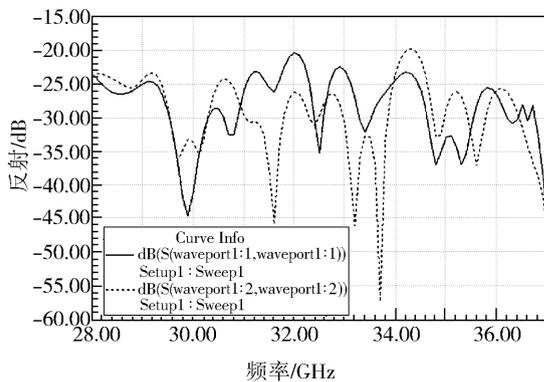


图 20 端口 1 两个主模的反射特性

Fig. 20 The reflection character of the two main modes in port1

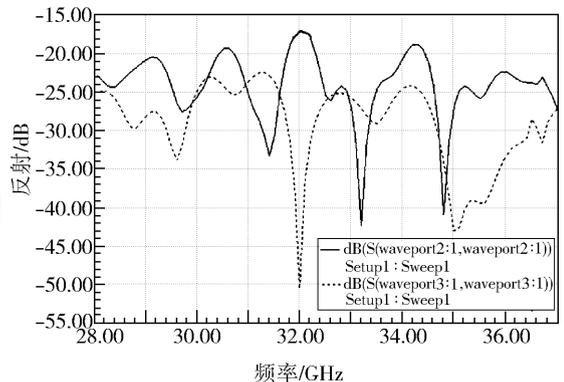


图 21 端口 2 和端口 3 的反射特性

Fig. 21 The reflection character of the port2 and port3

次页中图 23 是端口 2 和端口 3 上只有一个输入时,在端口 1 上得到两个主模信号的角度差(当只有端口 2 加上输入时,在理想情况下在端口 1 只有左旋信号输出,这样端口 1 的两个主模信号角度差为  $90^\circ$ 。当只有端口 3 加上输入时,在理想情况下,端口 1 只有右旋信号输出,这样端口 1 的两个主模信号角度差为  $-90^\circ$ )。

## 6 总结和下一步工作

本文的设计借鉴了国内外同行在这一领域的先进经验,比较详细地介绍了上海 65m 射电

望远镜 Ka 波段宽带极化器的微波设计,给出了符合指标要求的仿真结果,为日后的实际生产和测试做好了理论准备,积累了这一方面的技术经验。接下去的工作将是对整个极化器做进一步的尺寸优化(因为 Ka 波段极化器将置入制冷的杜瓦内)和性能优化,以使噪声进一步降低,同时使得生产和安装更为便捷。

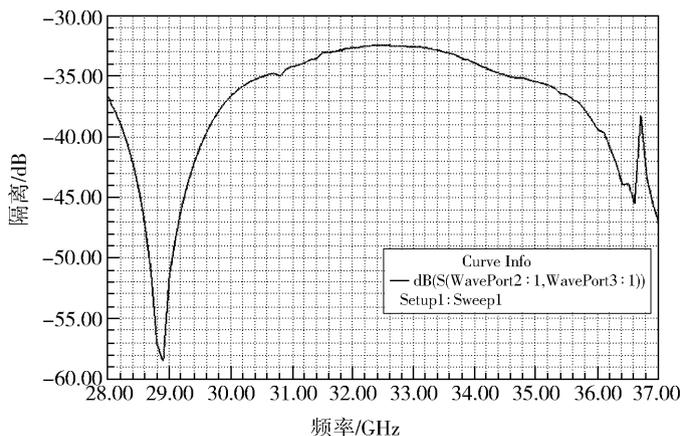


图 22 端口 2 和端口 3 之间的隔离

Fig. 22 The isolation between port2 and port3

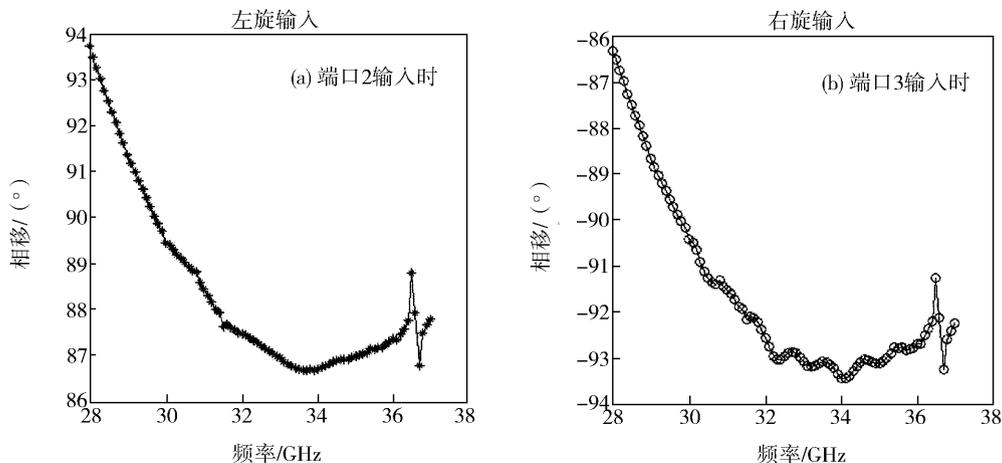


图 23 相位差

Fig. 23 Phase difference

### 参 考 文 献

[1] Renzo Nesti, Luca Cresci, Piero Curioni *et al.* Technical report n. FARFI1.02/04: 22 GHz Polarizer  
 [2] 阮云国等. 无线电通信技术, 2008, 34(2): 36 ~ 37  
 [3] Giorgio Bertin, Bruno Piovano, Luciano Accatino *et al.* IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(4): 1077 ~ 1083

- [4] Naofumi Yoneda, Moriyasu Miyazaki, Masao Yamato. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(12): 2446 ~ 2451
- [5] Jens Bornemann, Jaroslav Uher. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 1999, 47(3): 330 ~ 335
- [6] Giuseppe Virone, Riccardo Tascone, Oscar Antonio Peverini. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2008, 18(8): 509 ~ 511
- [7] Uirich Tucholke, Fritz Arndt. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 1986, MTT-34(1): 156 ~ 159
- [8] Stephen D Targonski. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2006, 54(10): 2864 ~ 2866
- [9] 詹英, 杨玲娟. 无线电工程, 2008, 38(12): 47 ~ 49
- [10] Boifot A M, Lier E, Schaug T. IEE Produceedings, 1990, 137(6): 396 ~ 400
- [11] Wollack E J, Grammer W, Kingsley J. ALMA #425: - 05/22/02, THE BOIFOT ORTHOMODE JUNCTION

## THE DESIGN OF SH65 RADIO TELESCOPE Ka BAND POLARIZER

WANG Jin-qing ZHONG Wei-ye

(Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030)

### Abstract

The design of the SH65 radio telescope Ka band polarizer is described in detail in this paper. The important points are the design and HFFS simulation of Differential Phase Shifter and Orthomode Transducer, and the results obtained from the combination of the two parts are given. The polarizer satisfies the demand of the SH65. After the background is mentioned, the detail design and discussion of the polarizer are addressed. And the results of the simulations are given as well.

**Key words** Ka band — polarizer — Differential Phase Shifter — Orthomode Transducer