

摘 要

在信息化战争中，高功率微波武器需要产生高功率的电磁波束。由于单个微波功率源的功率容量较小，需要采用功率合成技术把多个微波功率源的信号叠加起来，以形成高功率的电磁波束。空间功率合成技术直接在自由空间合成多路微波信号，避免了电路功率合成技术中合成网络带来的损耗，有更高的功率合成效率，而且合成效率基本与微波功率源的数量无关。阵馈反射面天线以天线阵列为馈源实现空间功率合成，由反射面天线进行波束成形以实现所需的增益、副瓣和波束宽度，能大大提高空间功率合成天线的增益，因此具有巨大的发展前景。

这种新型反射面空间功率合成天线的馈源为阵列天线，其尺寸较大，已不能看成为点源，经典的反射面天线设计理论与技术难以应用，有必要发展新的反射面天线理论来处理。本文对此进行研究，提出了两种新型的阵馈反射面天线的设计方法。一种是基于曲率矩阵原理设计象散反射面以匹配大尺寸馈源阵列辐射的象散波，并研究了馈源阵列各阵元的相位配置以及入射角的修正方法，以达到让大尺寸馈源阵列辐射的电磁波束在反射面口径面上同相合成的目的。另一种是基于 NURBS 曲面形状修改技术，通过遗传算法改变 NURBS 曲面控制顶点的位置来实现反射面形状的优化。本文同时研究了反射面口径边界形状对口径效率的影响，给出了获得最佳口径效率时天线的口径边界形状。本文还对反射面天线的波束扫描特性进行了研究，其中包括了机械扫描和电扫描的特性，得到了一系列的波束扫描特性曲线。最后，本文研究了反射面的机械结构设计以及简单介绍了其它射频器件，并对反射面天线进行了实际加工制作、安装和测试。测试结果和仿真结果基本吻合，这验证了本文提出的反射面设计方法的优越性以及可行性。本文研究得到的数据和结果为新型空间功率合成天线设计提供理论和技术支持，对工程实践具有重要的指导意义。

关键字：空间功率合成；曲率矩阵；NURBS；口径边界；波束扫描

Abstract

In information warfare, high-power microwave weapons need to generate high-power electromagnetic beams. Since the power capacity of a single microwave power source is small, in order to form a high-power electromagnetic beam, a number of microwave signals must be synthesized using power combining technology. Spatial power combining technology directly synthesizes multi-channel microwave signals in the free space, and has a higher power combining efficiency without the loss of synthetic networks in the circuit power combining technology. Besides, the power combining efficiency has basically nothing to do with the number of microwave power sources. Array-fed reflector antenna synthesizes power with antenna array as feed and achieves the required gain, sidelobes, and beamwidth by beam forming of reflector antenna, which can greatly increase the gain of spatial power combining antenna, therefore it has huge prospects for development.

The feed of the novel reflector antenna for spatial power combining is an antenna array, the size of which is large, so it cannot be seen as a point source. Classic reflector antenna design theory and technology are difficult to apply, so it is necessary to develop new reflector antenna theory. This paper proposes two new design methods of array-fed reflector antenna. One is designing an astigmatic reflector to match the astigmatic waves radiated by large array based on curvature matrix theory. The phase configuration method of each element and the incident angle correction method are given. The electromagnetic waves radiated by large array synthesize with the same phase in the reflector aperture. The other is based on NURBS surface shape modification, changing the control points of NURBS surface by the genetic algorithm to achieve the optimal reflector shape. Next, the impact of the aperture boundary shape of reflector on the aperture efficiency is studied, and the boundary shape with the best aperture efficiency is given. The reflector antenna beam scanning characteristics, including electronic scanning and mechanical scanning, are studied, and a series of beam scanning characteristic curves are obtained. Finally, this paper studies the mechanical structure design of the reflector, gives an outline of the other RF components and conducts the actual processing, installation and testing of the reflector antenna. The testing results are basically consistent with the simulation results, which validated the superiority and feasibility of the reflector design methods presented in this paper. The data and results of this paper provide a theoretical and technical support for spatial power combining antenna design.

Keywords: spatial power combining; curvature matrix; NURBS; aperture boundary; beam scanning

目 录

摘 要.....	I
Abstract.....	II
第一章 绪论.....	1
1.1 课题背景及意义.....	1
1.2 空间功率合成天线国内外研究现状.....	1
1.3 本文的主要研究内容和章节安排.....	6
第二章 传统反射面天线设计方法.....	8
2.1 旋转抛物面天线.....	8
2.1.1 旋转抛物面天线的几何特性和工作原理.....	8
2.1.2 旋转抛物面天线的分类.....	9
2.1.3 旋转抛物面天线的馈源.....	11
2.1.4 旋转抛物面天线的性能参数.....	11
2.2 抛物柱面天线.....	12
2.3 阵馈偏置抛物面天线.....	14
2.4 本章小结.....	16
第三章 基于曲率矩阵原理的阵馈反射面天线.....	17
3.1 几何光学射线场的曲率矩阵表示式.....	17
3.1.1 曲面上的曲率矩阵.....	17
3.1.2 波阵面和物体表面的曲率矩阵.....	18
3.1.3 入射波、反射波以及反射面的曲率矩阵的关系.....	20
3.2 基于曲率矩阵原理的阵馈反射面天线的设计方法.....	22
3.2.1 馈源阵列的相位配置.....	22
3.2.2 反射面的设计.....	23
3.2.3 入射角的修正.....	24
3.2.4 曲率矩阵原理设计阵馈反射面天线的方法和步骤.....	25
3.3 线阵反射面天线设计实例.....	26
3.3.1 某工程空间功率合成天线的设计指标.....	27
3.3.2 线阵反射面天线的设计与仿真.....	27
3.4 本章小结.....	32

第四章 基于 NURBS 技术的阵馈反射面天线.....	33
4.1 NURBS 建模及形变控制技术.....	33
4.1.1 NURBS 曲线.....	33
4.1.2 NURBS 曲面.....	34
4.1.3 NURBS 曲线曲面的形状修改.....	35
4.2 遗传算法.....	35
4.2.1 遗传算法的基本原理.....	35
4.2.2 遗传算法的一般步骤.....	36
4.3 基于 NURBS 的阵馈反射面天线的设计方法与实例仿真.....	37
4.3.1 基于 NURBS 的阵馈反射面天线的设计方法.....	37
4.3.2 3×3 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线优化设计.....	38
4.3.3 4×4 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线优化设计.....	41
4.3.4 3×3 阶和 4×4 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线性能对比.....	45
4.4 本章小结.....	45
第五章 反射面口径边界的优化.....	46
5.1 反射面天线的口径效率.....	46
5.2 反射面口径边界的形状.....	48
5.2.1 圆角矩形口径边界.....	48
5.2.2 超二次方程口径边界.....	50
5.2.3 最优口径边界形状.....	53
5.3 本章小结.....	54
第六章 阵馈反射面天线的波束扫描特性.....	55
6.1 机械扫描.....	55
6.1.1 垂直机械扫描.....	55
6.1.2 水平机械扫描.....	58
6.2 电扫描.....	61
6.3 本章小结.....	64
第七章 阵馈反射面天线的实测.....	65
7.1 天馈系统各单元.....	65
7.1.1 E 面扇形喇叭.....	65

7.1.2 一分八功率分配器	65
7.1.3 移相器	66
7.1.4 射频电缆	66
7.1.5 反射面的机械结构	67
7.1.6 整体反射面天线的架构	68
7.2 实测结果	69
7.3 本章小结	72
总结与展望	73
参考文献	75
攻读硕士学位期间取得的研究成果	79
致 谢	80

第一章 绪论

1.1 课题背景及意义

未来战争将是高度信息化战争，是敌我双方在信息领域中争夺信息控制权的战争，夺取信息优势成为战争胜负的重要因素。高功率微波武器是将高功率微波源产生的电磁波束通过高增益的天线系统辐射到作战空间，以极高的强度照射目标，毁坏和干扰敌方武器系统、信息系统和通信链路中的关键电子部件的定向能武器^[1]。这种武器辐射的电磁脉冲频率在 $1\sim 300\text{GHz}$ 范围内，输出脉冲峰值功率在 100MW 以上。高功率微波武器几乎可以对付所有现代最先进的武器，如雷达、通信、导航、计算机军用电子设备、武器控制及制导系统等，因而成为信息化战争中最有效的攻击手段之一^[2]。

高功率微波武器需要输出大功率的电磁波束^[3]。由于单个微波功率源的输出功率和微波器件的功率容量有限，难以满足高功率微波武器对发射电磁波束的功率要求^[4]。为了获得足够的大的功率输出，需要采用功率合成技术，把多个微波功率源的信号叠加起来，形成高功率的电磁波束。而在增加合成功率微波功率源路数的基础上同时增加天线的增益，不仅可以提高天线的输出功率，还可以提高天线的等效全向辐射功率。

阵馈反射面天线^[5-8]以天线阵列作为馈源，利用了天线的辐射和互耦特性，将各个微波功率源的辐射功率在自由空间内进行功率合成，在此基础上利用反射面进行波束成形，可以提高空间功率合成天线的增益，提高等效全向辐射功率，同时可以使功率合成和波束成形独立设计，因而具有较大的发展前景。这种新型的反射面空间功率合成天线的馈源为大尺寸阵列天线，已不能看成为点源，传统的反射面天线（如旋转抛物面和抛物柱面）设计理论与技术难以适用，有必要发展新的反射面天线设计理论。

综上所述，开展大尺寸馈源阵列结合反射面天线的空间功率合成技术的研究意义重大。本论文的研究内容正是在上述背景下提出来的，主要对以大型阵列为馈源的反射面空间功率合成天线进行研究，为新型空间功率合成天线的设计开发提供理论和技术支持。

1.2 空间功率合成天线国内外研究现状

1989 年，A. Kumar 提出了一种中心频率为 36GHz 的阵馈双反射面天线^[9]，如图 1-1 所示。该天线系统以相控阵作馈源，通过共焦格里高利副反射面照射大型抛物主反射面。

1992 年，Rahmat-Samii 等人提出了偏馈单抛物面和偏馈双反射面空间功率合成天线结构^[10]，其馈源阵列是七个角锥喇叭组成的六角形阵，如图 1-2 所示。当双反射面天线

的主反射面和副反射面均采用赋形设计时,天线的增益为38.2dBi,天线效率为61%,有效地合成了高功率的窄波束。

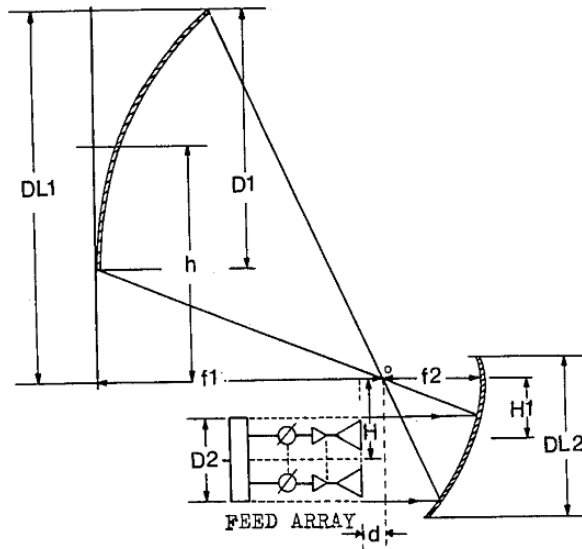


图1-1 阵馈格里高利双反射面天线示意图^[9]

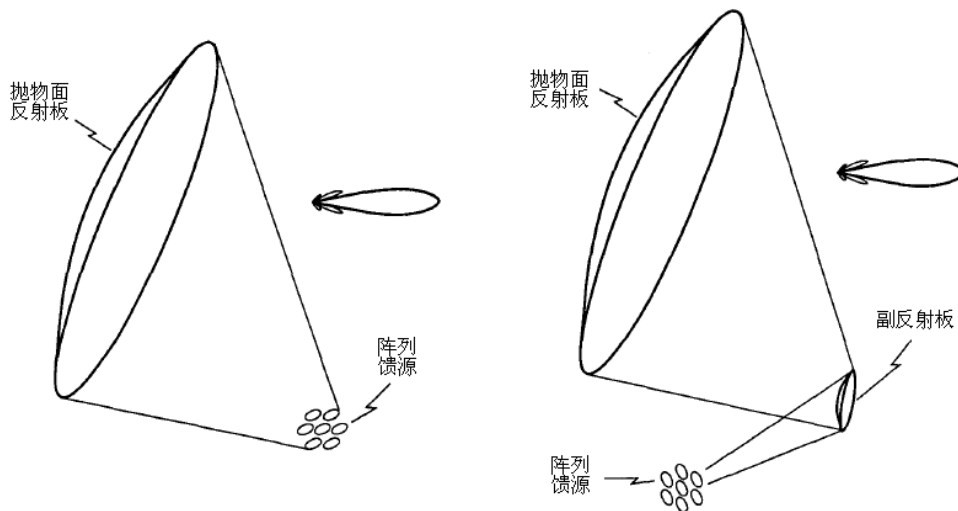


图1-2 六角形阵抛物面空间功率合成天线^[10]

1993年, D. C. Chang 和 C.-N. Hu 等人提出了一种采用相控阵作馈源的偏置反射面天线^[11], 不仅改善了反射面失真, 还具有比传统单一馈源的反射面天线更大的扫描角。在1994年, 他们对相控阵馈电的反射面天线进行了进一步研究, 提出了只配置移相器的相控阵天线作馈源的反射面天线^[12], 采用相位梯度搜索算法(POGS)优化移相器的相移, 不仅大大简化了相控阵馈源的复杂性, 还提高了天线增益和降低了旁瓣电平。

1998年, 美国 TRW 天线产品中心提出了一种结合反射面和功率合成阵列的星载通信天线^[13], 如图1-3所示。它采用功率合成阵列作馈源实现功率合成, 赋形卡赛格伦天线实现波束成形, 合成输出功率为30W。

2000 年, Kenneth W. Brown 提出了一种利用贴片天线阵列馈电的反射面天线^[14], 如图 1-4 所示。通过精心配置的阵元(间距和激励), 阵列只照射反射面非封闭的部分。此外, 还对阵列的方向性图进行了优化, 使得反射面天线的非封闭部分被准均匀照亮。

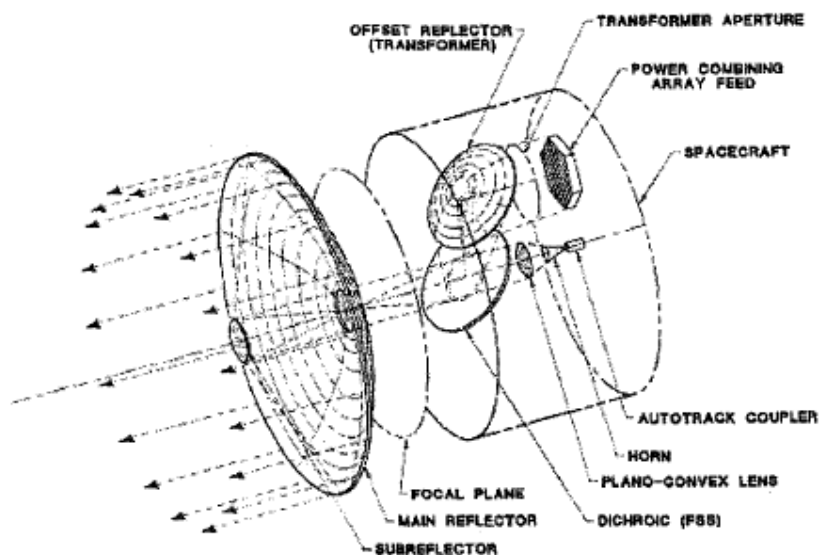
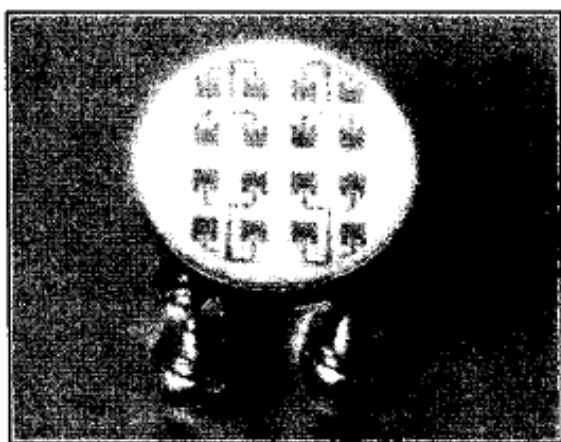
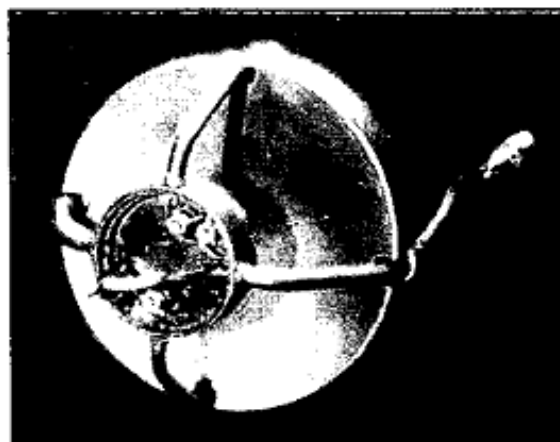


图1-3 结合反射面和功率合成阵列的星载通信天线^[13]



a)



b)

图1-4 a) 微带贴片天线阵列馈源; b)贴片阵列馈电的反射面天线^[14]

2006 年, Amir I. Zaghloul 和 Benjamin A. Pontano 提出了一种新型的混合天线结构, 将传统的反射面与采用反射器表面作为阵列口径的印刷电路阵列相结合^[15], 如图 1-5 所示。主反射表面是与抛物面共形的印刷电路阵列, 印刷电路阵列各阵元由功分器馈电, 并使用移相器产生适当的相移来补偿表面曲率, 中间的阵元或者子阵列作为副反射面的馈源。

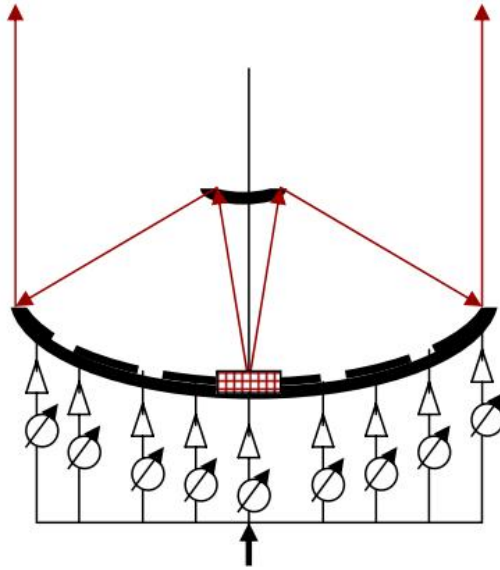


图1-5 反射面与采用反射器表面作为阵列口径的印刷电路阵列^[15]

2008 年, R. L. Haupt 提出了一种利用相控阵馈电的抛物柱面天线^[16], 通过优化相控阵馈源的各阵元相位, 提高了前馈和偏置抛物柱面天线的方向性系数。

国内专家和学者也对空间功率合成天线进行了相关研究。文献[17]提出了一种混合集成有源阵列天线结构, 在X波段实现了四单元有源矩形微带阵列空间功率合成。文献[18]实现了2元空间耦合有源天线阵列的空间功率合成和波束扫描。文献[19]对使用7单元的扇形喇叭一维阵列、角锥喇叭或圆锥喇叭三角阵列喇叭束作为馈源的单偏置抛物面天线, 空间合成高功率微波进行了比较研究, 指出了采用扇形喇叭一维阵列馈源的天线系统具有最高的方向性系数和最大的溢出效率。文献[20, 21]分析了影响高功率微波空间功率合成的主要因素, 研究了几种误差对空间功率合成效率的影响。文献[22]提出一种基于实时相位校准技术的X波段连续波功率合成的方案, 其最大合成效率达到90%以上。文献[23]围绕天线阵列在空间功率合成中的应用展开研究, 讨论和分析不同阵列形式的特性, 并提出了三维稀疏体阵列的综合方法以及交叉波束实现空间功率合成的方法。文献[24]从空间功率合成机理的角度出发, 分别介绍高功率微波空间功率合成的3种主要方法: 相控阵法、聚焦束法和交叉束法。文献[25]提出了一种基于时延和相位联合预补偿的空间功率合成分布式卫星对抗技术。文献[26]利用空间功率合成技术, 突破功率器件的制约, 得到更大的干扰功率。文献[27]对有源天线阵列的平行波束和交叉波束的空间功率合成进行了研究。文献[28]提出了一种随意分散布站短波通信干扰机空间功率合成系统。该系统以短波通信干扰机为阵列单元, 采用随机稀布阵数字发射波束形成技术将多台干扰机的功率在空间进行合成, 达到增强干扰功率的目的。文献[29]提出

了一种用于空间功率合成模块的输入输出鳍状天线阵。文献[30]设计了一种喇叭线阵抛物柱面空间功率合成天线,如图1-6 所示。由于所设计的反射面天线电尺寸很大,为了提高计算的效率,提出了将软件仿真和理论分析相结合的分析方法。文献[31, 32]对这种天线的特性口面场积分方法进行深入的研究,得出了很多有意义的数据和结果。

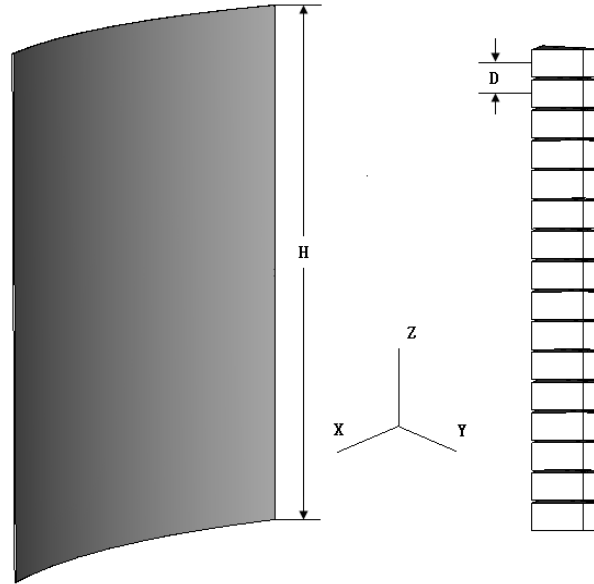


图1-6 偏馈抛物柱面空间功率合成天线^[32]

文献[33]提出了一种新型的用于偏馈抛物柱面天线的功分喇叭,如图1-7 所示。由于改善了口面上的电磁分布,采用此种喇叭能很好的降低天线方向图的副瓣并进一步提高其增益。与传统用角锥喇叭阵列作为馈源的抛物柱面天线相比,使用功分喇叭直线阵列使得天线增益增加0.7 dB,口径效率从68%提高到80%,

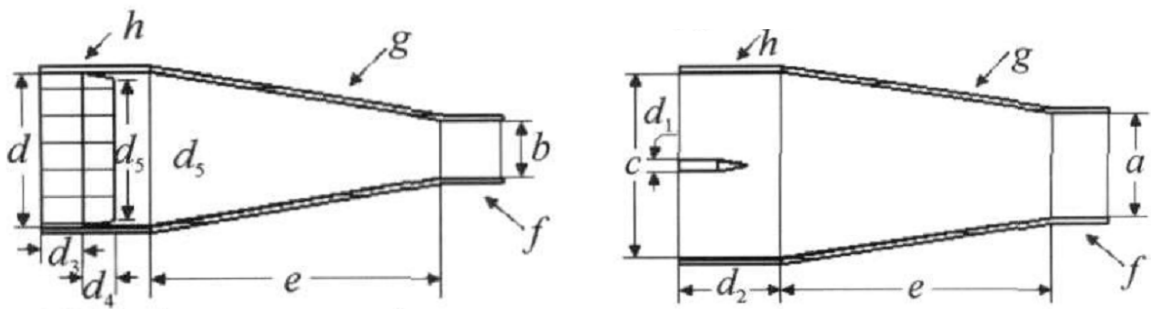
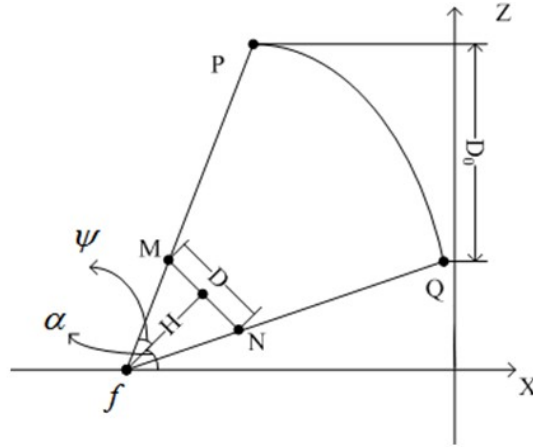
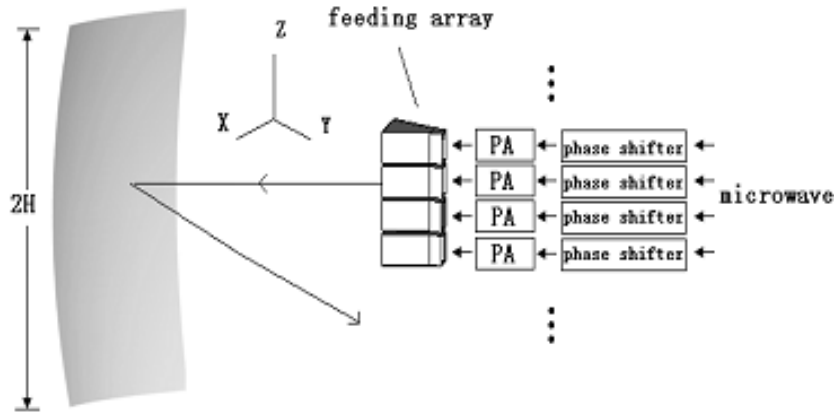


图1-7 功分喇叭^[33]

文献[34]根据惠更斯-菲涅尔原理提出了一种新型的空间功率合成的阵馈反射面天线,如图1-8 所示。把馈源阵列偏离反射面的焦点,同时馈源阵列的馈电幅度和相位与放在焦点上点馈源辐射波阵面的幅度相位分布相同,根据惠更斯-菲涅尔原理,馈源阵列对反射面的照射场与点馈源的照射场相同,经抛物面反射后产生的远场辐射与点源馈电的抛物面天线辐射场相同。


 图1-8 基于惠更斯-菲涅尔原理的圆阵反射面空间功率合成天线^[34]

文献[35]设计了一种新型的抛物曲面天线，如图1-9 所示，并研究了反射面的弯曲程度、高度以及反射面与馈源之间的配置对天线性能的影响。


 图1-9 抛物曲面天线^[35]

1.3 本文的主要研究内容和章节安排

经典反射面天线的分析采用几何光学近似，在馈源可以看成为点源的情况下，等效相位中心置于反射面焦点处的馈源可以在标准的旋转抛物面或抛物柱面口径上获得理想的同相口面场分布。对于大尺寸馈源阵列的反射面空间功率合成天线来说，几何光学近似并不完全成立，为了获得更理想的反射面口面场分布，对反射面形状作适当的修正是有必要的。因此，有必要对大尺寸馈源阵列的反射面空间功率合成天线设计方法进行研究。本文的特色和创新之处在于提出大尺寸馈源阵列下两种不同的反射面天线设计方法。本文以 8 路喇叭线阵馈电的偏馈反射面天线作为研究对象，分别采用曲率矩阵原理和 NURBS 技术，对反射面的形状进行修正，来匹配大尺寸馈源阵列辐射的电磁波，实现对反射面的最佳照射，以得到最大的功率合成；并在此基础上进行了反射面口径边界

的优化以及波束扫描等工作，得到了一些很有意义的结论；最后根据仿真结果制作了一套反射面天线进行实测。本文研究所得到的数据和所提出的方法为反射面天线在空间功率合成中的应用提供了理论和技术支持。

全文共分为七章，各章的主要内容:

第一章，概述本课题的研究背景和意义以及国内外研究现状，并且简要介绍本文的主要研究内容和章节安排。

第二章，主要介绍传统反射面天线的设计方法，包括旋转抛物面天线、抛物柱面天线和阵馈偏置抛物面天线。

第三章，首先介绍了曲率矩阵原理，并给出了曲率矩阵原理设计阵馈反射面空间功率合成天线的方法。然后根据某工程项目要求，根据所给出的方法，设计了线阵反射面天线。仿真结果表明，曲率矩阵原理设计阵馈反射面空间功率合成天线的方法能有效的合成功率。本章提出的曲率矩阵原理设计阵馈反射面空间功率合成天线的方法是本文的第一个创新点。

第四章，首先介绍了NURBS曲线曲面的方程和形变控制技术。接着基于NURBS曲面的形变控制技术，将遗传算法引入到反射面天线的面赋形优化设计中，设计了另一种新型的反射面天线。通过仿真实例说明，该设计方法有效提高了反射面天线的增益，并压低了副瓣电平。本章还研究了 3×3 阶NURBS曲面建模和 4×4 阶NURBS曲面建模的阵馈反射面天线的性能，经过对比， 4×4 阶NURBS曲面建模的阵馈反射面天线的性能更好。本章提出的基于NURBS技术的阵馈反射面空间功率合成天线的设计方法是本文的另外一个创新点。

第五章，主要研究了反射面口径边界的优化问题，研究了圆角矩形边界和超二次方程边界，并给出了最佳口径效率时反射面的口径边界形状。

第六章，主要研究了阵馈反射面空间功率合成天线的波束扫描技术，研究了反射面不同转动支点、转动角度对天线的辐射方向、增益、波瓣宽度以及副瓣电平等性能的影响，得到了一系列机械扫描和电扫描的控制曲线。

第七章，以口径效率最高的 4×4 阶NURBS曲面建模的阵馈反射面天线为模型，其口径边界为圆角矩形边界，进行反射面天线的加工、装配和实测，给出了反射面天线的实际测量的结果。实测结果与仿真结果基本吻合，验证了基于NURBS技术的阵馈反射面天线设计方法的可行性和优越性。

结论，总结全文的工作，并提出有待于进一步研究和解决的几个问题。

第二章 传统反射面天线设计方法

2.1 旋转抛物面天线

2.1.1 旋转抛物面天线的几何特性和工作原理

抛物面天线由馈源和反射面组成，反射面由形状为旋转抛物面的导体面或导线栅格网构成，馈源是放置在抛物面的焦点上的具有弱方向性的初级照射器，可以是单个阵子、单喇叭或多喇叭。利用抛物面的几何特性和光学特性，旋转抛物面天线将焦点处的馈源的辐射聚焦成一笔形波束，从而获得高增益和窄波束。借助于最简单和最小的馈源，旋转抛物面天线可提供最大的有效增益和最小的波束宽度，因而成为最主要的一种微波天线而获得了广泛的应用。

旋转抛物面天线的基本几何关系见图 2-1：

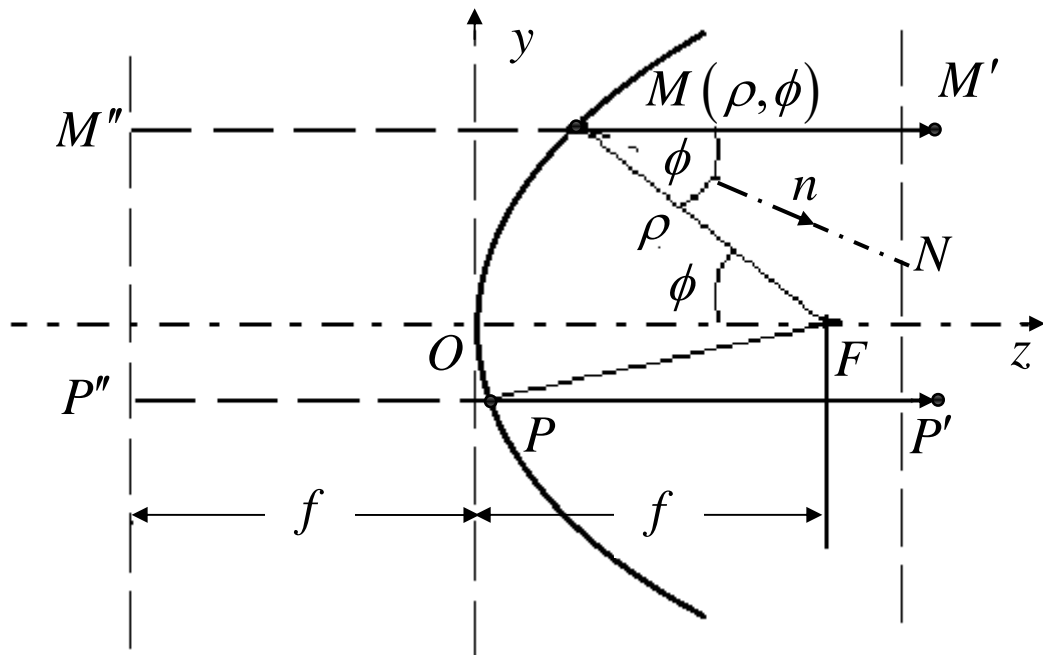


图2-1 旋转抛物面天线的基本几何关系

抛物面的两个基本几何性质如下^[36]：

- (1) 焦点F到抛物面上任一点M的连线FM与M点的法线MN的夹角 $\angle FMN$ 等于FM与抛物面轴线FO的夹角的一半。
- (2) 抛物面上任一点到焦点F的距离MF和到准线的距离相等，由焦点发出的射线经抛物面反射后到达焦平面的总长度相等。

由性质(1)，从抛物面焦点F发出的射线经抛物面反射后都是平行于抛物面的轴线

的。因此，在焦点处的馈源辐射的球面波经抛物面反射后变成平行的电磁波束。相反，当平行的电磁波沿抛物面的对称轴入射到抛物面上时，被抛物面会聚于焦点。

由性质(2)，即 $\rho + \rho \cos \theta = 2f$ ，从焦点 F 至抛物面再由抛物面到其焦平面的任一条射线的总长度都是相等的。因此，由焦点处发出的球面波经抛物面反射后，在口径上形成平面波前，口径上的场处处同相。相反，当平面电磁波沿抛物面对称轴入射时，经抛物面反射后不仅会聚于焦点，而且相位相同。

这意味着，在抛物面的焦点上放置的馈源所发出的球面波经抛物面反射后变成平面波，且在抛物面的焦平面上形成等相位面，如图 2-2 所示：

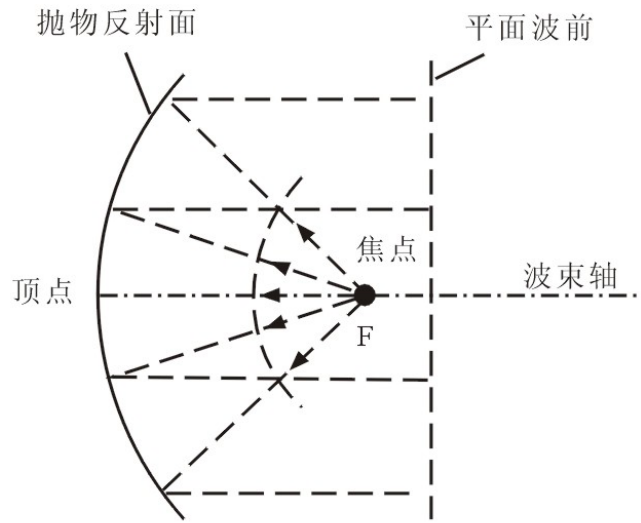


图2-2 旋转抛物面的工作特性

2.1.2 旋转抛物面天线的分类

分析中两种有用的坐标系，如图 2-1 所示。在直角坐标系 (x, y, z) 中，顶点在原点 $(0, 0, 0)$ 的抛物面方程为：

$$z = (x^2 + y^2) / 4f \quad (2-1)$$

在馈源为原点的球坐标系 (ρ, ψ, ξ) 中，抛物面方程为：

$$\rho = f \sec^2 \frac{\psi}{2} \quad (2-2)$$

焦点 F 到旋转抛物面边缘处的最大矢径为：

$$\rho_m = \frac{2f}{1 + \cos \phi_0} \quad (2-3)$$

由图中的几何关系：

$$\sin \phi_0 = \frac{R_0}{\rho_0} = \frac{R_0(1 + \cos \phi_0)}{2f} \quad (2-4)$$

有：

$$\frac{R_0}{2f} = \frac{\sin \phi_0}{(1 + \cos \phi_0)} = \tan \frac{\phi_0}{2} \quad (2-5)$$

由此得到抛物面天线的焦径比为：

$$\frac{f}{D} = \frac{1}{4} \cot \frac{\phi_0}{2} \quad (2-6)$$

对于抛物面而言，口径 D 和焦径比 f/D 确定以后，抛物面的形状就确定了。

根据焦径比 f/D 不同，抛物面天线可分为如下三类，如图 2-3 所示：

- 1) $f/D > 1/4$ 时， $\phi_0 < \pi/2$ ，长焦距抛物面天线；
- 2) $f/D = 1/4$ 时， $\phi_0 = \pi/2$ ，中焦距抛物面天线；
- 3) $f/D < 1/4$ 时， $\phi_0 > \pi/2$ ，短焦距抛物面天线。

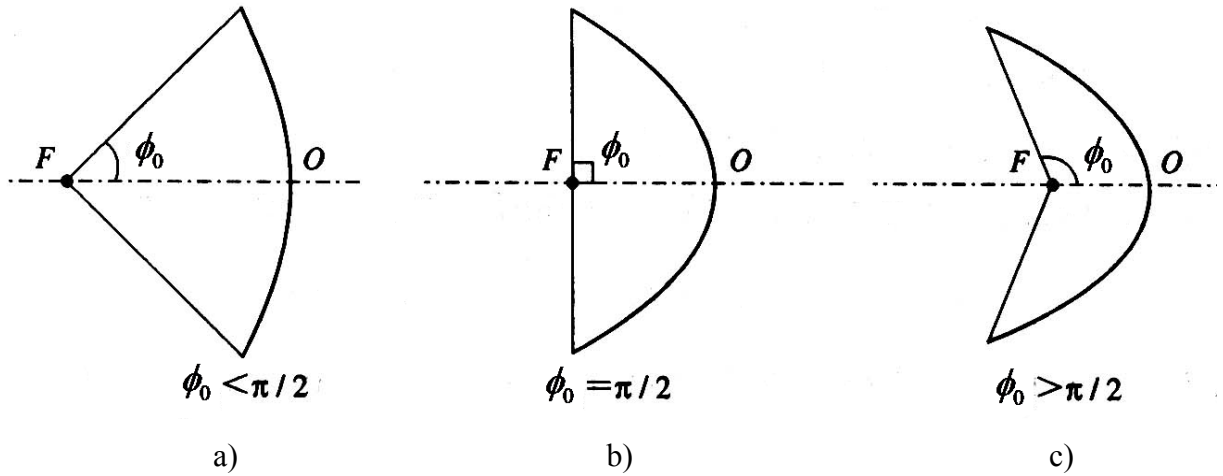
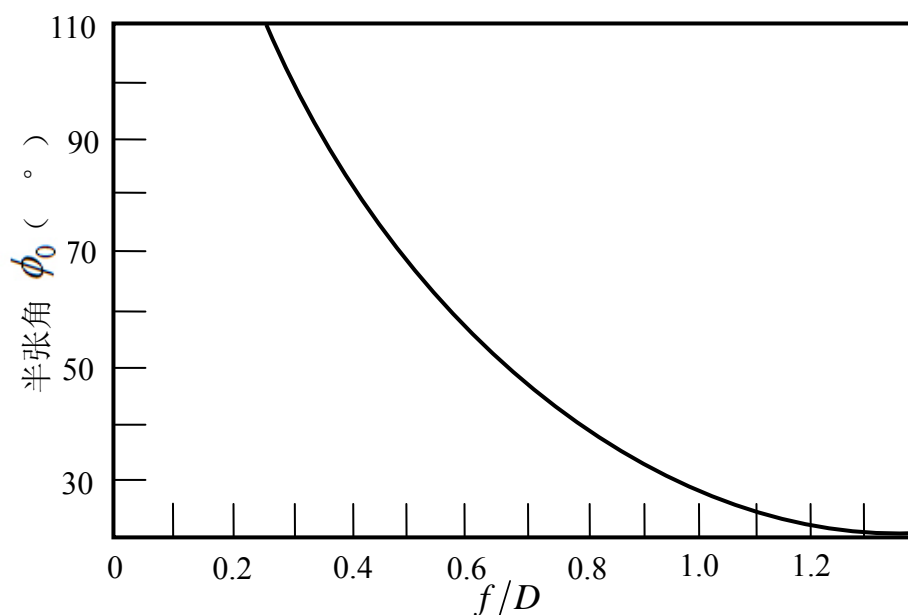


图2-3 旋转抛物面的分类：a) 长焦距；b) 中焦距；c) 短焦距

将半张角 ϕ_0 绘制成 f/D 的函数，如图 2-4 所示：

图2-4 旋转抛物面边缘的张角^[36]

f/D 较大时，天线的电性能较好，但天线的纵向尺寸较长，使得机械结构变得复杂，而且抛物面要求的一次波束较窄，从而要求馈源喇叭口径较大。例如， $f/D=1.0$ 的反射体要求的喇叭口尺寸近似为 $f/D=0.25$ 的反射面要求的4倍。反射体的焦距 f 一般取 $0.25D \sim 0.5D$ 。

2.1.3 旋转抛物面天线的馈源

馈源的电性能和结构对抛物面天线的性能有着重要的影响。为了保证天线有良好的性能，通常对馈源提出如下的要求^[37]：

- 1) 有确定的等效相位中心，保证辐射球面波，且此相位中心置于抛物面的焦点上，保证口径上的相位同相分布；
- 2) 馈源方向图形状应尽量符合最佳照射，最好是单向辐射和旋转对称的，同时副瓣和后瓣尽量小；
- 3) 馈源及其支撑物的体积要小，以减小对抛物面口径的遮挡；
- 4) 具有足够宽的工作频带；
- 5) 有足够的机械强度和功率容量，轻便。

2.1.4 旋转抛物面天线的性能参数

一般情况下，馈源的方向图是旋转对称的，其归一化方向函数为 $F(\varphi)$ ，天线口径场可表示成：

$$E_s(R, \xi) = E_i(\phi, \xi) = \frac{\sqrt{60P_r D_{f \max}}}{\rho} F(\phi) \quad (2-7)$$

1) 面积利用系数

$$v = \frac{\left| \iint_s E_s ds \right|^2}{S \iint_s |E_s|^2 ds} = 2 \cot^2 \frac{\phi_0}{2} \frac{\left| \int_0^{\phi_0} F(\phi) \tan \frac{\phi}{2} d\phi \right|^2}{\int_0^\pi F^2(\phi) \sin \phi d\phi} \quad (2-8)$$

2) 口径截获效率

$$\eta_A = \frac{P_{rs}}{P_r} = \frac{\int_0^{\phi_0} F^2(\phi) \sin \phi d\phi}{\int_0^\pi F^2(\phi) \sin \phi d\phi} \quad (2-9)$$

3) 抛物面天线的增益

$$G = D\eta = \frac{4\pi}{\lambda^2} S v \eta_A = \frac{4\pi}{\lambda^2} S g \quad (2-10)$$

式中, $g = v\eta_A$ 称为增益因子。

4) 半功率波瓣宽度

$$2\theta_{0.5} = (70^\circ \sim 75^\circ) \frac{\lambda}{2R} \quad (2-11)$$

5) 第一副瓣电平

$$SLL = -16 \sim -19 \text{ dB} \quad (2-12)$$

2.2 抛物柱面天线

抛物柱面天线^[38-39]的几何形状如图 2-5 所示, 其焦线为一直线, 反射面由抛物线母线沿焦线平移而成。该抛物柱面天线在抛物线所在平面内实现聚焦, 而在焦线所在的平面内只有反射作用。两个平面内的波束是通过不同的方法形成, 其波束覆盖范围可以独立地调整, 特别适合于形成扇形波束。

反射面的轮廓线是

$$z = y^2 / 4f \quad (2-13)$$

馈源在焦线 F-F' 上, 反射面上的点相对于馈源中心的位置为 x 和 $\rho = f \sec^2(\psi/2)$ 。

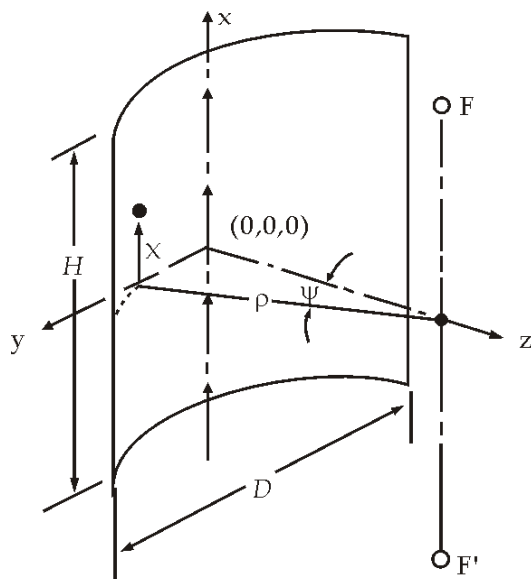


图2-5 抛物柱面的几何形状

抛物柱面天线结合阵列天线和反射面天线两种技术于一身，具有抛物面天线的聚焦和阵列天线的电扫描特性。抛物柱面天线的波束扫描可以采用机械扫描也可采用电扫描。保持抛物柱面天线不动，通过移相器调整各阵元馈电相位，阵列合成波束可以在焦线所在平面进行电扫描。通过旋转反射面，合成波束可在抛物线所在平面进行机械扫描。

抛物柱面一般采用单偏置形式，其设计参数如图 2-6 所示：

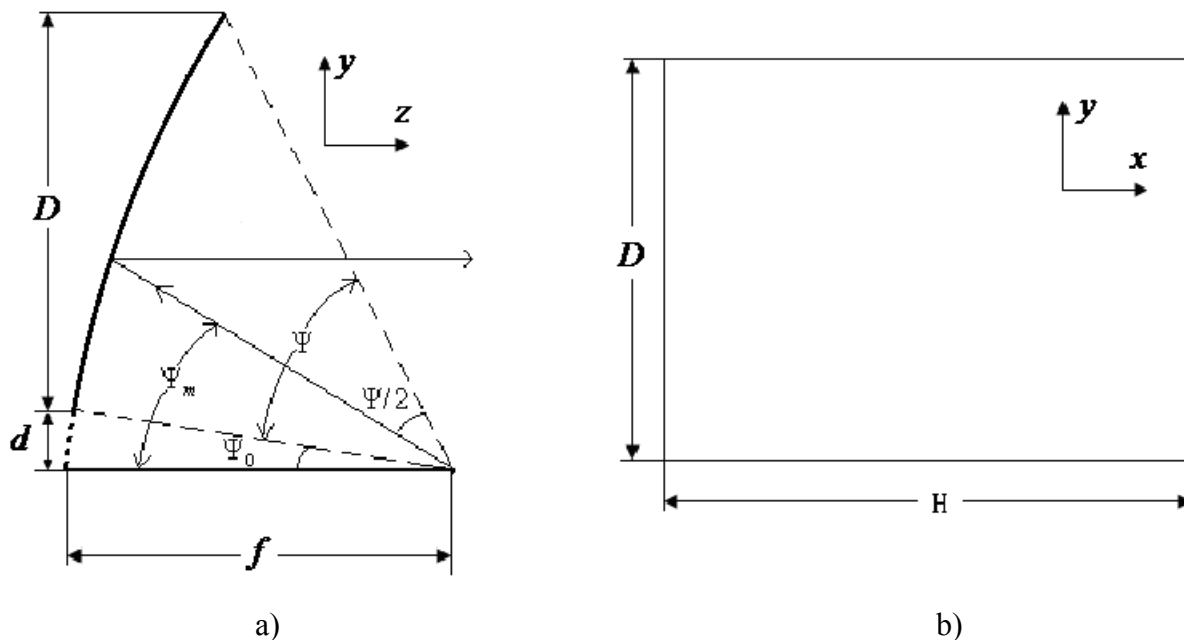


图2-6 单偏置抛物柱面的设计参数：a)yoz 视图；b)xoy 视图

根据设计要求的水平波束宽度，可算出抛物柱面的口径 D 为：

$$D \approx 70 * \lambda / \theta_{HPH} \quad (2-14)$$

其中, D 为单偏置抛物面在 yoz 平面的投影, 又称单偏置抛物柱面天线的口径。 d 为单偏置抛物柱面的净距。由图 2-6 可知:

$$d = 2f \tan \Psi_0 / 2 \quad (2-15)$$

$$D + d = 2f \tan \frac{\Psi_0 + \Psi}{2} \quad (2-16)$$

$$D = 2f \left(\tan \frac{\Psi_0 + \Psi}{2} - \tan \frac{\Psi_0}{2} \right) \quad (2-17)$$

在单偏置抛物面天线的设计中, d 的选择原则是以馈源对偏置抛物面下缘的反射线不遮挡为出发点, 并且注意到如果 Ψ_0 大于 5° 天线增益会明显下降。对单偏置抛物面天线一般选定 f/D 和 Ψ_0 的值进行设计。由于馈源尺寸相对抛物面口径比较大, 所以 Ψ_0 一般取 5° , 则确定了天线口径 D , 已知馈源的波束宽度便可以求出抛物柱面的焦距 f 。

确定了 f 、 D , 抛物柱面在俯仰的形状便基本确定, 而抛物柱面的高度或长度必须与线性馈源阵的有限波束宽度、形状和扫描角相适应。抛物柱面的长度选择应使方位波束扫描到边波束时漏损最小, 边缘照射电平应控制在 -10dB 以下, 按这个原则, 抛物柱面的长度可按如下公式确定:

$$H = 2 \times f \times \tan(\theta_1 + \theta_2) \quad (2-18)$$

式中 θ_1 为天线的波束扫描角度, θ_2 为天线 10dB 波束宽度。

2.3 阵馈偏置抛物面天线

阵馈反射面天线^[40-44]通常采用小口径相控阵配以适当形式的反射面组合而成, 故又称其为混合天线。阵馈反射面天线与相同增益和波束宽度的直射型相控阵天线相比, 其所用的阵列单元大大减小, 一般仅有几十个到几百个, 而直射型相控阵天线则需要几千个甚至上万个。鉴于以上原因, 与直射型相控阵天线相比, 阵馈反射面天线可在不显著增大重量和造价的前提下获得高增益。另外, 通过合理控制馈电单元的激励系数, 混合天线还易于实现无惯性的、捷变的波束扫描, 因而它又克服了单馈源反射面天线进行机械扫描的速度极限。

阵馈反射面天线通常采取偏置的结构形式, 这是因为对称结构的馈电阵列和支撑结构会形成遮挡, 不仅会使天线辐射场的旁瓣电平升高, 而且还会影响天线馈电网络的匹配^[45]。而偏置结构没有遮挡, 可以采用较大口径的馈源阵列, 从而易于减小各馈电单元之间的耦合, 这对实现天线的宽带匹配和波束的宽角度扫描来说都是有益的。

阵馈单反射面天线的典型代表是阵馈偏置抛物面天线^[46-47]，它由一个抛物面和一个馈电相控阵组成，且相控阵置于抛物面和其焦点之间某个适当的位置上。该天线结构简单，加工容易。

引入馈源阵列后的抛物面天线，通过适当地调整各单元的激励系数，不仅可以降低馈源能量的漏射损失，同时还可减小由于像散和相差因素引起的天线辐射性能的下降，从而可有效地改善天线的扫描特性。阵馈偏置抛物面天线的馈源阵列各单元的常见排列方式有两种：矩形栅格排列和三角形栅格排列^[48]，如图 2-7 所示。阵面的形状除常见的矩形或方形外，还经常采用圆形、六角形和椭圆形^[48]，如图 2-8 所示。

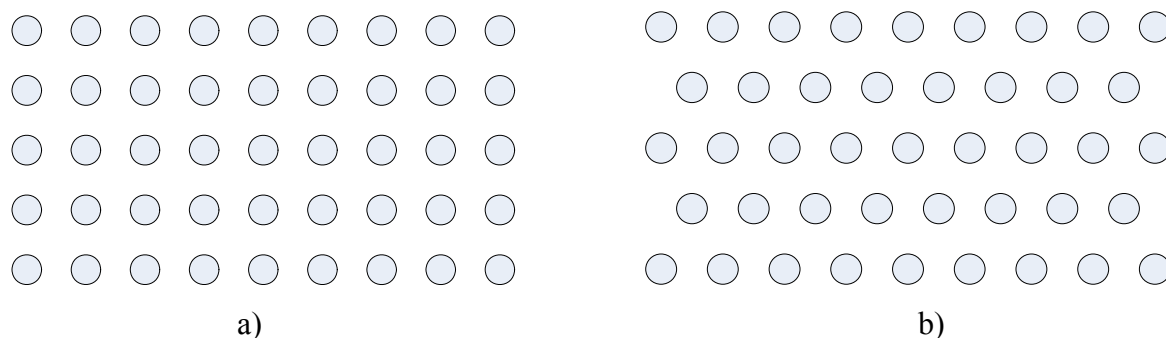


图2-7 各单元的排列方式：a) 矩形栅格排列； b) 三角形栅格排列

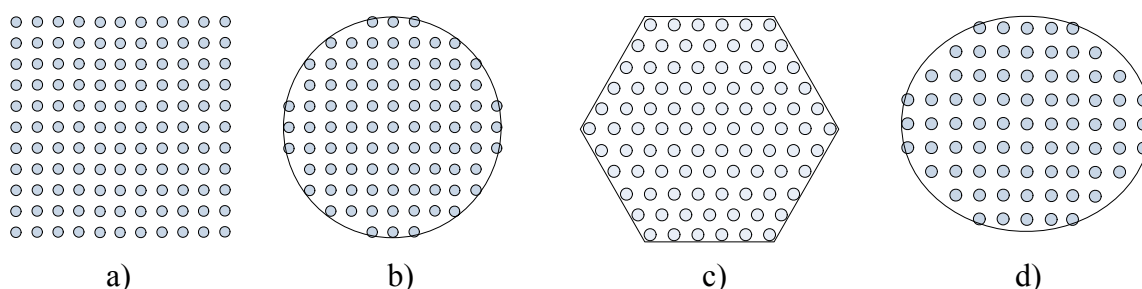


图2-8 阵面形状：a) 正方形口面矩形栅格面阵； b) 圆形口面矩形栅格面阵；
c) 正六角形口面三角形栅格面阵； d) 椭圆形口面矩形栅格面阵

阵馈偏置抛物面天线中馈源阵列系统的组成框图^[49]如图 2-9 所示，其主要包括天线单元、滤波器、放大器、组合器、以及波束形成网络。其中，波束形成网络是馈源阵列系统的核心，控制着阵列中各单元的激励系数。根据阵列天线的方向图乘积定理，阵列天线的方向图因子等于单元因子与阵因子的乘积，阵馈偏置抛物面天线可以通过波束形成网络来对阵列中各单元的激励系数进行调节，并最终形成所需要的复合波束。

馈源阵单元的形式通常有偶极子天线、螺旋天线、喇叭天线以及微带天线等，设计天线时，除需要考虑单元本身的特性外，还需要考虑各单元之间的互耦效应，以及阵列的单元数目、分布形式、单元间距、激励幅度和相位，这几个因素可以改变阵列天线的

辐射场特征。

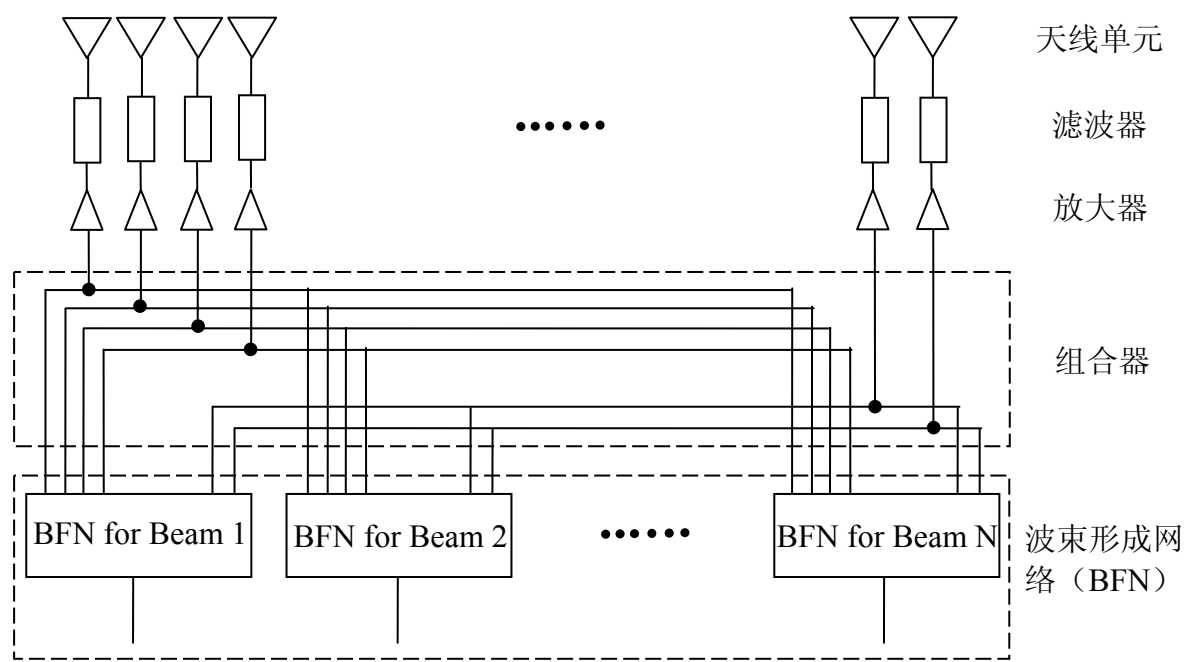


图2-9 阵馈反射面天线中馈源阵列系统的组成框图^[49]

2.4 本章小结

本章主要介绍传统的反射面天线，包括旋转抛物面天线、抛物柱面天线和阵馈偏置抛物面天线的相关基础知识。

第三章 基于曲率矩阵原理的阵馈反射面天线

传统的旋转抛物面天线要求馈源的波前为球面，即有唯一的相位中心。抛物柱面天线则要求馈源的波前为圆柱面，即其相位中心应溃散为一条直线——焦线。但对于大尺寸馈源阵列，馈源阵列辐射的电磁波是象散波，按照经典的反射面设计方法无法匹配馈源阵列辐射的象散波。为了获得理想的反射面口面场分布，必须采用象散反射面与之匹配。最佳象散反射面的设计是实现阵馈反射面空间功率合成天线的关键。本章对此进行了深入的研究，提出了一套基于曲率矩阵原理的阵馈反射面天线设计方法。

3.1 几何光学射线场的曲率矩阵表示式

3.1.1 曲面上的曲率矩阵

以曲面上任意一点 P_0 的法线为基准，可以构成如图 3-1 所示的坐标系 (x, y, z) ，其中 P_0 点为该坐标系的原点 O ， x 轴和 y 轴分别为曲面上通过 P_0 点的两条正交曲线的切线方向， z 轴即为 P_0 点的法线。

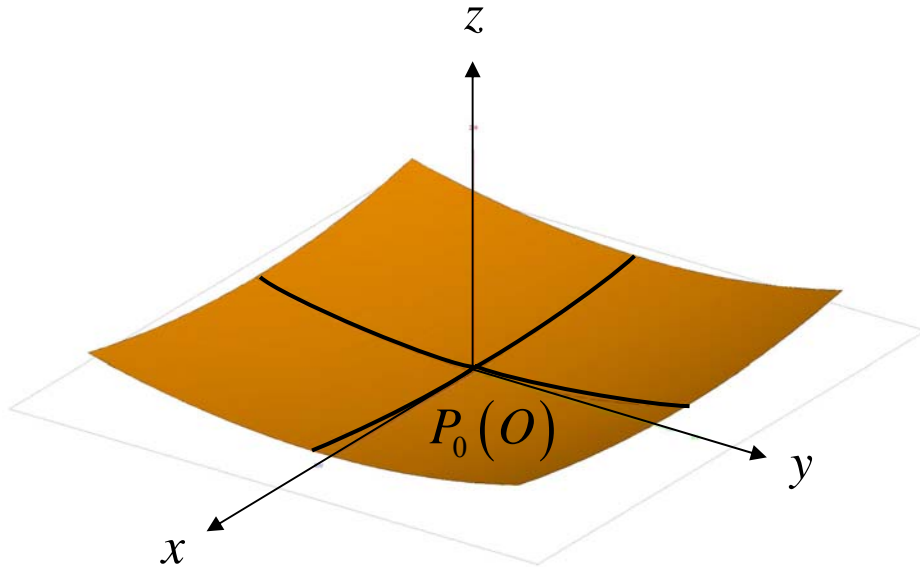


图 3-1 曲面上的局部坐标系

此时， P_0 点附近的曲面可以用方程 $z = f(x, y)$ 的展开式来描述。也就是说，曲面上 P_0 点邻域中的任意一点 (x, y, z) 可以表示为^[50]

$$z = f(P_0) + \frac{\partial f}{\partial x}\bigg|_{P_0} x + \frac{\partial f}{\partial y}\bigg|_{P_0} y + \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial^2 f}{\partial x^2}\bigg|_{P_0} x^2 + 2 \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y}\bigg|_{P_0} xy + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2}\bigg|_{P_0} y^2 \right\} + \dots \quad (3-1)$$

由于 P_0 点是坐标原点，故 $f(P_0) = 0$ ；而 P_0 点相对于其邻近的点来说是极值点，故

$$\frac{\partial f}{\partial x}\bigg|_{P_0} x = \frac{\partial f}{\partial y}\bigg|_{P_0} y = 0。再令 Q_{11} = \frac{\partial^2 f}{\partial x^2}\bigg|_{P_0} x^2, Q_{12} = Q_{21} = \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y}\bigg|_{P_0} xy, Q_{22} = \frac{\partial^2 f}{\partial y^2}\bigg|_{P_0} y^2, 则$$

$$z = \frac{1}{2} (Q_{11}x^2 + 2Q_{12}xy + Q_{22}y^2) \quad (3-2)$$

公式(3-2)说明在 P_0 点邻近的曲面可以用二次曲面来逼近。公式(3-2)写成矩阵形式，则为

$$z = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

其中 $[Q] = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix}$ 。 $[Q]$ 为曲面上 P_0 点的曲率矩阵。

如果使 $\begin{pmatrix} \vec{x} \\ \vec{y} \end{pmatrix}$ 与曲面上 P_0 点的主方向 $\begin{pmatrix} \vec{\alpha} \\ \vec{\beta} \end{pmatrix}$ 重合，则有 $Q_{12} = Q_{21} = 0$ ，曲率矩阵化为对角矩阵，且矩阵的对角线元分别等于两个主曲率，它们的倒数就是两个主曲率半径 ρ_x 和 ρ_y 。令此对角化曲率矩阵为 $[Q_0]$ ，则^[50]

$$[Q_0] = \begin{bmatrix} Q_{011} & 0 \\ 0 & Q_{022} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\rho_x} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\rho_y} \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

公式(3-4)中的主曲率或主曲率半径是可正可负的。如主曲率半径为正值，则表明该点的面法线方向与该点法截线的法线方向一致，即曲面凹向朝着法线的正方向，曲面为凹曲面；如主曲率半径为负值，则表明该点的面法线方向与该点法截线的法线方向相反，即曲面凸向朝着法线的正方向，曲面为凸曲面^[50]。

3.1.2 波阵面和物体表面的曲率矩阵

几何光学的轴向射线及其邻近射线的电磁场的波阵面是一个曲面，因此同样的可以用波阵面的曲率矩阵表示射线在传播过程中的波阵面^[50]。如图 3-2 所示，令通过波面 ϕ_1 上 A 点的射线与 z 轴重合，并选择包含波面在 A 点的主曲率半径 ρ_x 和 ρ_y 的两平面为 xz 平面和 yz 平面。在 xz 平面内穿过波面 ϕ_1 上与 A 点相邻的 B 点的射线交 z 轴于 O_1 点，则 O_1 点与 A 的距离为 ρ_x 。在 yz 平面内穿过波面 ϕ_1 上与 A 点相邻的 C 点的射线交 z 轴于 O_2 点，

则 O_2 点与 A 的距离为 ρ_y 。在波面 ϕ_2 上的 A' 、 B' 和 C' 点是通过波面 ϕ_1 上 A 、 B 和 C 点各条射线与 ϕ_2 的交点。这些射线是和波面 ϕ_2 正交的，所以 A' 和 B' 点的法线相交与 O_1 点，亦即 $x'z'$ 平面含有一个主曲率半径。此曲率半径必为 $\rho_x + s$ ，这里 s 是被波面 ϕ_1 和 ϕ_2 截取的射线长度。同理， $y'z'$ 平面含有另一个主曲率半径 $\rho_y + s$ 。

当 $\rho_x = \rho_y$ 且为有限值时，波面为球面；当波面的一个主曲率半径 ρ_y （或 ρ_x ）变为无穷大时，波面为圆柱面；显然，如果 ρ_x 和 ρ_y 都为无穷大，则波面为平面。在一般情况下， $\rho_x \neq \rho_y$ 且为有限值，此时，沿射线传播的波称为象散波。

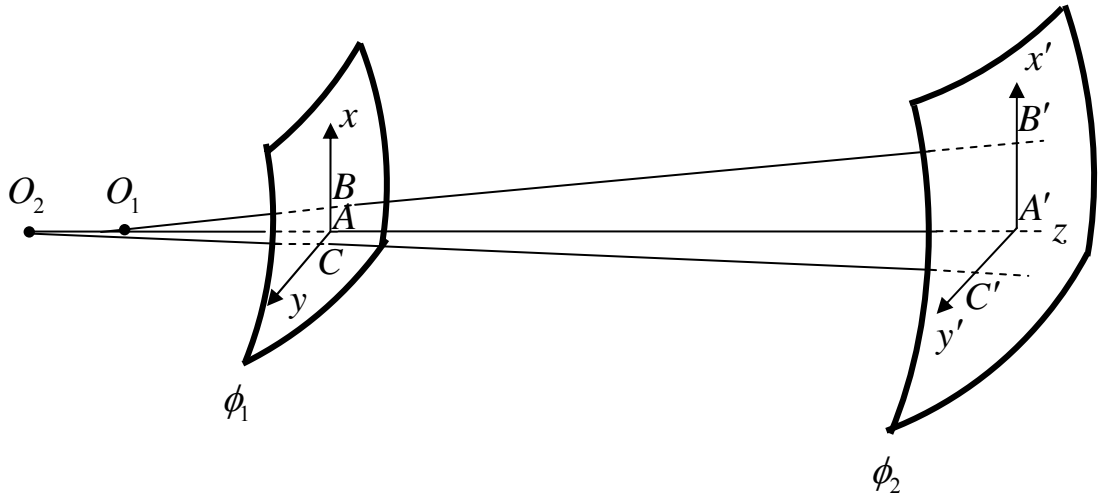
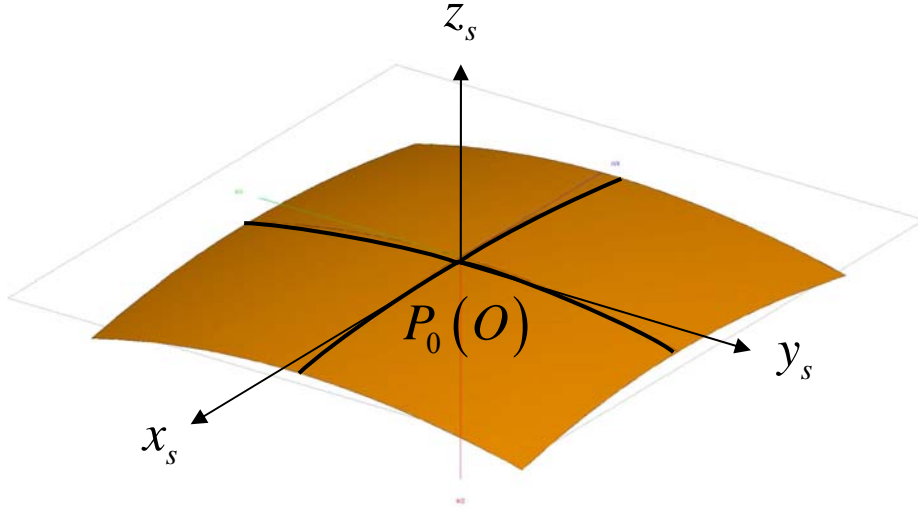


图 3-2 均匀媒质中的射线管^[50]

当射线在传播中遇到的物体表面是任意曲面时，可以用同样的方法求得物体表面的曲率矩阵^[50]，如图 3-3 所示：


 图 3-3 物体表面及共切平面^[50]

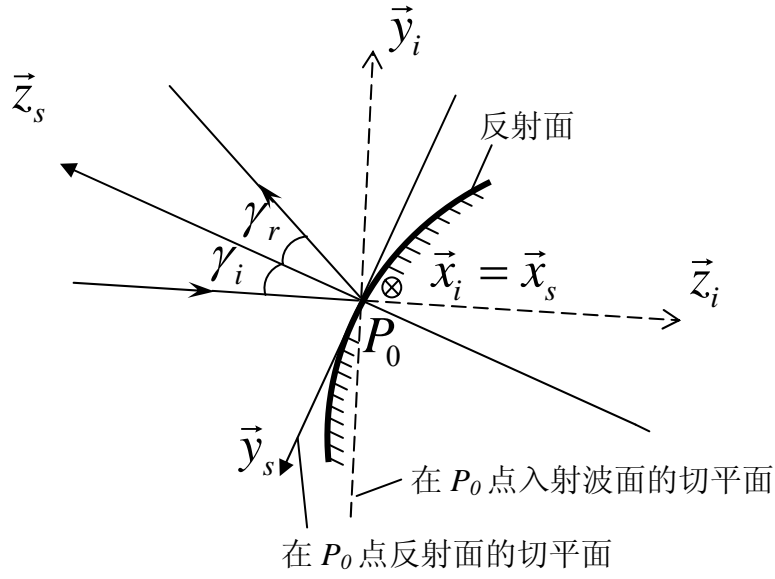
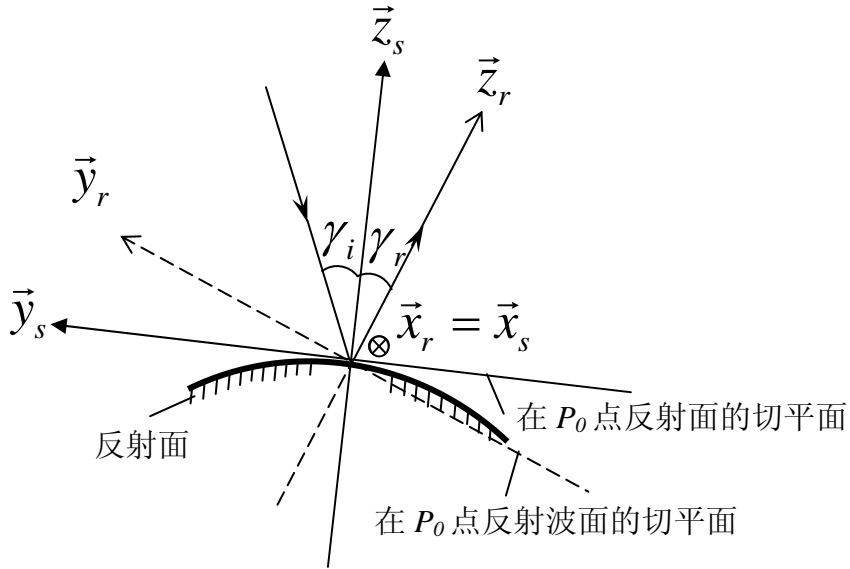
假设物体表面是任意凸曲面， P_0 是曲面上一点。过 P_0 点作物体表面的切平面，并取坐标系 (x_s, y_s, z_s) ，则此时曲面在 P_0 的邻近可以表示为 $z_s = f(x_s, y_s)$ 。因为此时曲面的法线方向单位矢 \bar{z}_s 指向凸面方向，为了使主曲率半径保持为正值， P_0 点附近曲面上各点的近似表示式应取下列形式：

$$z_s = -\frac{1}{2}(C_{11}x_s^2 + 2C_{12}x_sy_s + C_{22}y_s^2) \quad (3-5)$$

其中， $[C] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix}$ 就是物体表面在 P_0 点的曲率矩阵。

3.1.3 入射波、反射波以及反射面的曲率矩阵的关系

象散波在任意表面上的反射问题可以用入射波、反射波以及物体表面的曲率矩阵之间的关系来说明。如果反射物体的表面是曲面，则反射波面必定和入射波面不同。使入射波面发生变化的因素就是反射面的曲率。入射波面与反射面的关系如图 3-4 所示，反射波面与反射面的关系如图 3-5 所示。


 图 3-4 入射波面与反射面的关系^[50]

 图 3-5 反射波面与反射面的关系^[50]

令入射波面曲率矩阵为 $[Q^i]$ ，反射波面曲率矩阵为 $[Q^r]$ ，反射面曲率矩阵为 $[C]$ ，入

射角为 γ_i ，且 $[Q^i] = \begin{bmatrix} Q_{11}^i & Q_{12}^i \\ Q_{21}^i & Q_{22}^i \end{bmatrix}$ ， $[Q^r] = \begin{bmatrix} Q_{11}^r & Q_{12}^r \\ Q_{21}^r & Q_{22}^r \end{bmatrix}$ ， $[C] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix}$ ，

根据入射波面、反射波面和反射物体表面之间的关系——理想导体面上的反射定律，即

入射线的入射角与反射线的反射角相等，求得了在反射点 P_0 处反射波面曲率矩阵与反射面曲率矩阵和入射波面曲率矩阵的关系为：

$$[Q^r] = \begin{bmatrix} Q_{11}^r & Q_{12}^r \\ Q_{21}^r & Q_{22}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\cos\gamma_i C_{11} + Q_{11}^i & 2C_{12} - Q_{12}^i \\ 2C_{12} - Q_{21}^i & 2\sec\gamma_i C_{22} + Q_{22}^i \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

只要知道了入射波面曲率矩阵 $[Q^i]$ 、反射波面曲率矩阵 $[Q^r]$ 和入射角 γ_i ，就可以用公式(3-6)求出反射面曲率矩阵 $[C]$ ，然后再用公式(3-5)计算出反射面的方程，从而设计出与馈源阵列辐射的象散波匹配的象散反射面。

3.2 基于曲率矩阵原理的阵馈反射面天线的设计方法

基于曲率矩阵原理的阵馈反射面天线的辐射机理为：合适进行馈电相位配置的线阵或面阵首先在反射面上合成了一个象散波，经过合理设计的二次型象散反射面反射后，在其口径面形成了一个相位均匀分布的口面场，从而形成高方向性的窄波束。

3.2.1 馈源阵列的相位配置

大尺寸馈源阵列辐射的通常是一个象散波。通常是对馈源阵列各阵元的激励进行适当的配置，使得馈源阵列辐射所需要的电磁波束。本文不改变各阵元的馈电幅度，仅仅通过配置馈电相位，使得馈源阵列辐射所需要的象散波。由 $M \times N$ 个阵元组成矩形口径阵列，以阵列口面中心点为原点，以波阵面在该点的法线为 z_f 轴建立局部坐标系 (x_f, y_f, z_f) ，如图 3-6 所示。馈源阵列辐射的象散波在阵列口面中心点处的波阵面的两个主曲率半径为 ρ_x^f 和 ρ_y^f ，由公式(3-5)可得在馈源阵列局部坐标系下，阵列口面中心点处的波阵面的二次曲面方程为：

$$z_f = -\frac{1}{2} \left(\frac{x_f^2}{\rho_x^f} + \frac{y_f^2}{\rho_y^f} \right) \quad (3-7)$$

如果阵列各阵元沿 x_f 轴和 y_f 轴的间距分别为 d_{ex} 轴和 d_{ey} ，则位于 $(m * d_{ex}, n * d_{ey}, 0)$ 的阵元到波阵面沿 z_f 轴的距离 $\Delta L_{m,n}$ 为：

$$\Delta L_{m,n} = \frac{(m * d_{ex})^2}{2\rho_x^f} + \frac{(n * d_{ey})^2}{2\rho_y^f} \quad (3-8)$$

其中， $m \in \left(-\frac{M-1}{2}, -\frac{M-1}{2} + 1, \dots, \frac{M-1}{2} \right)$, $n \in \left(-\frac{N-1}{2}, -\frac{N-1}{2} + 1, \dots, \frac{N-1}{2} \right)$ 。

各阵元相位的配置公式为：

$$\varphi(m, n) = -\frac{360^\circ}{\lambda} \times \left(\frac{(m * d_{ex})^2}{2\rho_x^f} + \frac{(n * d_{ey})^2}{2\rho_y^f} \right) \quad (3-9)$$

根据公式(3-9)配置各阵元相位的阵列所辐射的象散波在阵列口面中心点处的波阵面的两个主曲率半径为 ρ_x^f 和 ρ_y^f 。

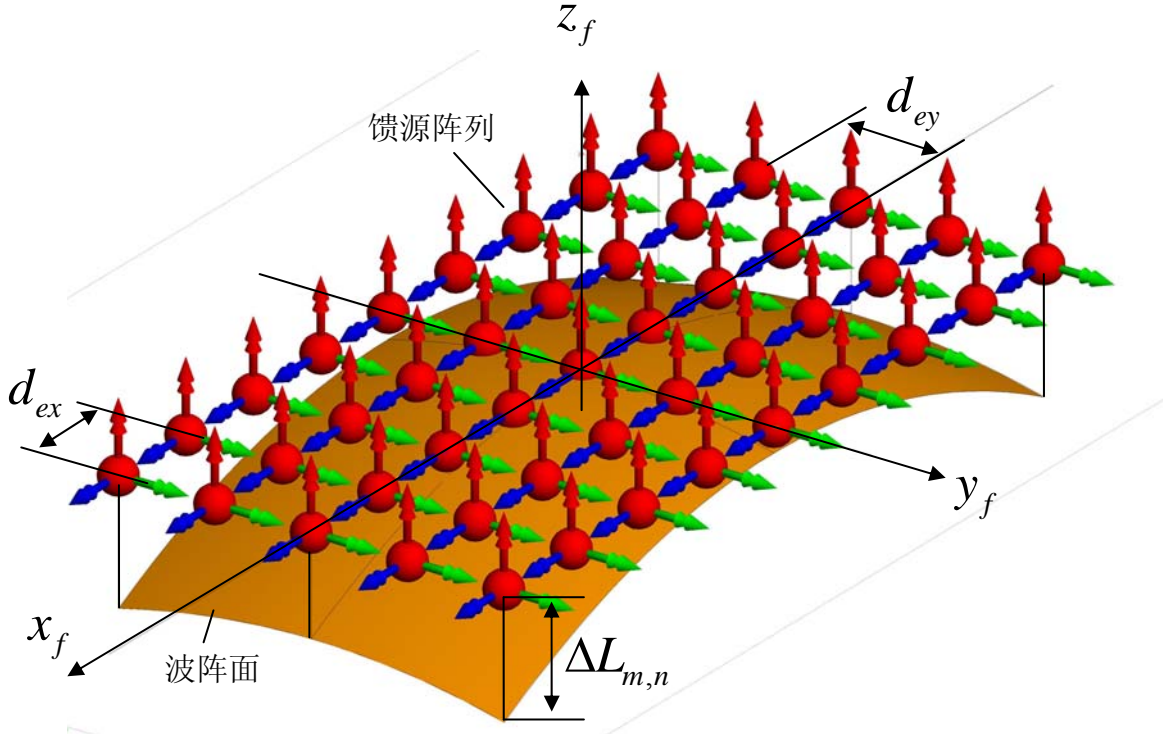


图 3-6 馈源阵列与阵列口面中心点处的波阵面

3.2.2 反射面的设计

令馈源阵列口面中心点到反射面入射点的距离为 s ，则在反射面入射点处入射波面的曲率矩阵为：

$$[Q^i] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\rho_x^f + s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\rho_y^f + s} \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

为了获得最佳辐射波束，反射面口径场的相位应均匀，即反射面应把大尺寸馈源阵列辐射的象散波阵面变为平面波阵面。此时，反射波面的两个主曲率半径 ρ_x^r 和 ρ_y^r 为无限大，反射波面的曲率矩阵为：

$$[Q^r] = \begin{bmatrix} Q_{11}^r & Q_{12}^r \\ Q_{21}^r & Q_{22}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\rho_x^r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\rho_y^r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

由公式(3-6)，(3-10)和(3-11)，可以求出反射面的曲率矩阵为：

$$[C] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2 \cos \gamma_i (\rho_x^f + s)} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2 \sec \gamma_i (\rho_y^f + s)} \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

由公式(3-5)，可得象散反射面的二次曲面方程为：

$$z_r = \frac{x_r^2}{4 \cos \gamma_i (\rho_x^f + s)} + \frac{y_r^2}{4 \sec \gamma_i (\rho_y^f + s)} \quad (3-13)$$

3.2.3 入射角的修正

为了避免大尺寸的馈源阵列装置及其支撑结构对反射面口径的遮挡，本文设计的阵馈反射面天线均采用偏馈方式。令馈源阵列轴线指向（即入射方向）与反射面天线的最大辐射方向（即反射方向）的夹角为 α 。对于平面反射器，根据理想导体平面上的反射定律——入射角等于反射角，反射波，或来自反射器的主瓣，将以一个等于入射角的角度出射。此时可得 $\gamma_i = \gamma_r = \frac{\alpha}{2}$ 。然而对于曲面反射器，反射角 γ_r 将小于入射角 γ_i 。由式(3-13)可知，根据曲率矩阵原理设计的反射面天线，是一个椭圆抛物面，其中入射点在椭圆抛物面的顶点处。椭圆抛物面在 $y_s z_s$ 平面内的截线是一条抛物线，馈源阵列在 $y_s z_s$ 平面内的相位中心点偏离了该抛物线的焦点，馈源阵列所辐射的电磁波束倾斜并指向抛物线的顶点。根据偏焦抛物面天线的相关理论，反射角（也称为波束扫描角）与入射角（也称为馈源倾斜角）的比定义为波束偏转因子：

$$BDF = \frac{\gamma_r}{\gamma_i} \quad (3-14)$$

因此，入射角为 $\gamma_i = \frac{\alpha}{1 + BDF}$ ，反射角 $\gamma_r = BDF \cdot \gamma_i$ 。

波束偏转因子与焦距口径比 f/D 有关，如图 3-7 所示。文献[51]给出了波束偏转因子的近似计算公式：

$$BDF = \frac{\gamma_r}{\gamma_i} = \frac{1 + k(D/4f)^2}{1 + (D/4f)^2} \quad (3-15)$$

其中, $0 < k < 1$, 当 $k=0.36$ 提供了较精确的结果。

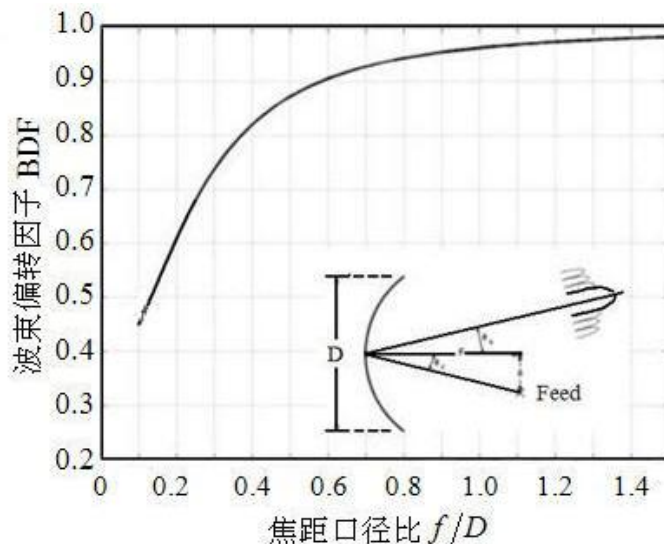


图 3-7 波束偏转因子与焦距口径比的关系

3.2.4 曲率矩阵原理设计阵馈反射面天线的方法和步骤

综合前面所述, 根据阵馈反射面天线的辐射机理, 总结出基于曲率矩阵原理的阵馈反射面空间功率合成天线的设计方法和步骤如下:

1) 根据辐射波束的要求确定辐射口径面的形状和尺寸:

a) 矩形同相平面口径的辐射

尺寸为 $a \times b$ 的矩形口径面, 其上电场同相分布, 坐标系如图 3-8 所示。

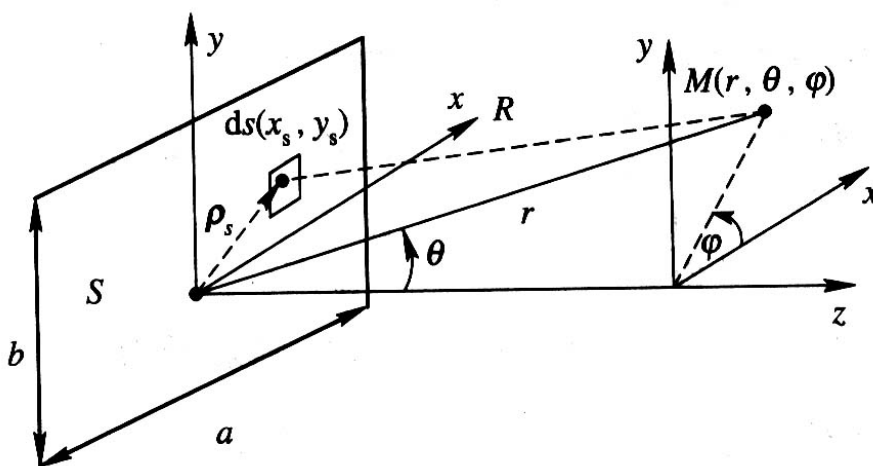


图 3-8 矩形平面口径坐标系

半功率波瓣宽度分别为：

$$2\theta_{0.5E} = 0.886 \frac{\lambda}{b} = 50.8^\circ \frac{\lambda}{b} \quad (3-16)$$

$$2\theta_{0.5H} = 0.886 \frac{\lambda}{a} = 50.8^\circ \frac{\lambda}{a} \quad (3-17)$$

b) 圆形同相平面口径的辐射

直径为 $2a$ 的圆形口径面，其上电场同相分布，坐标系如图 3-9 所示。

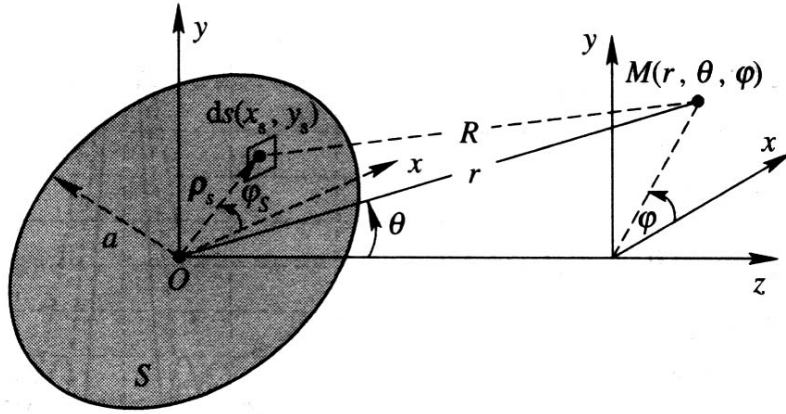


图 3-9 圆形平面口径坐标系

半功率波瓣宽度：

$$2\theta_{0.5} = 1.02 \frac{\lambda}{2a} = 58.4^\circ \frac{\lambda}{2a} \quad (3-18)$$

- 2) 根据功率合成的要求组成馈源阵列，确定馈源阵列的组阵方式（线阵，圆阵，矩形阵，六边形阵等）、阵元个数以及阵元间隔；
- 3) 根据口径面和阵列的大小按照无遮挡的要求确定馈源阵列和反射面的位置，以及馈源阵列轴线指向（入射方向）与要求的最大辐射方向（反射方向）的夹角；
- 4) 根据馈源阵列轴线指向（入射方向）与要求的最大辐射方向（反射方向）的夹角以及波束偏转因子确定入射角和反射角；
- 5) 由馈源阵列对反射面在两个主平面上张角确定馈源阵列在两个主平面上的相位中心，得到入射波面曲率矩阵；
- 6) 根据公式(3-13)设计反射面；
- 7) 根据公式(3-9)配置馈源阵列的相位。

3.3 线阵反射面天线设计实例

对于大型喇叭阵列（如图 3-6 所示的 9×5 的矩形面阵）馈电的反射面天线，由于

馈源个数较多，仿真时需要的计算机内存很大，而且加工成本也较高，且由于整个天线系统的重量很大，超过天线测试转台所承受的重量。而直线阵列是二维面阵退化为一维的情况，故本节以 8 路 E 面喇叭组成直线阵为例，研究基于曲率矩阵原理的反射面天线设计。

3.3.1 某工程空间功率合成天线的设计指标

中心频率： $f_0 = 12.5\text{GHz}$ ，中心频率对应的波长 $\lambda = 2.4\text{cm}$

工作频带： $0.95f_0 \sim 1.05f_0$ ，即 10% 的相对带宽

3dB 波束宽度：H 面： 3.9° （中心频率）

E 面： 4.2° （中心频率）

天线系统增益： $\geq 32\text{dBi}$

3.3.2 线阵反射面天线的设计与仿真

拟采用线阵偏馈反射面天线实现所要求的设计目标，其结构如图 3-10 所示，在 $x_f O_f z_f$ 平面和 $y_f O_f z_f$ （ $y_r O_r z_r$ 或 $y O z$ ）平面内的截面图分别如图 3-11 和图 3-12 所示，反射面在 $x O y$ 平面内的投影如图 3-13 所示：

反射面在口径面（与 z 轴垂直的平面）上的投影的形状初步设定为矩形，反射面入射点 $P_0(O_r)$ 在口径面上的投影点为该矩形的中心点，由公式(3-16)和(3-17)求得矩形同相平面口径的尺寸为 32cm 和 29cm，由于实际设计的反射面口径不是完全同相，因此，为了达到所需要的波束宽度要求，需要稍微增大口径面的尺寸，因此，令口径面沿 x 轴和 y 轴的长度分别为 $D_x = 36\text{cm}$ ， $D_y = 32\text{cm}$ 。

馈源阵列口径面中心点 O_f 的坐标为 $(0, 0, z_0)$ ，且 $z_0 = 16\lambda = 38.4\text{cm}$ 。馈源阵列的轴线指向与 z 轴的夹角为 $\alpha = 32.5^\circ$ ，反射波束的最大辐射方向为正 z 轴方向。

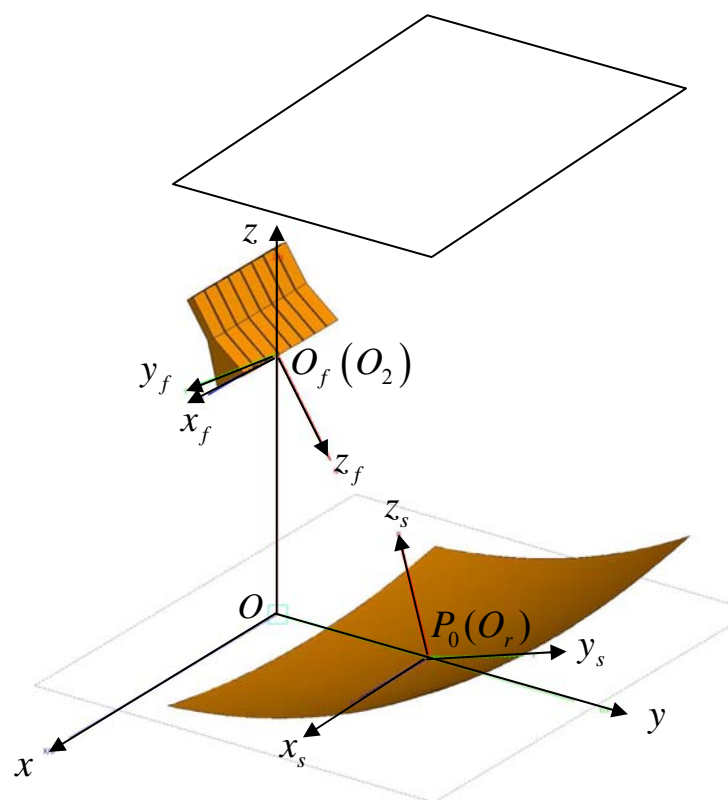


图 3-10 线阵偏馈反射面天线的结构

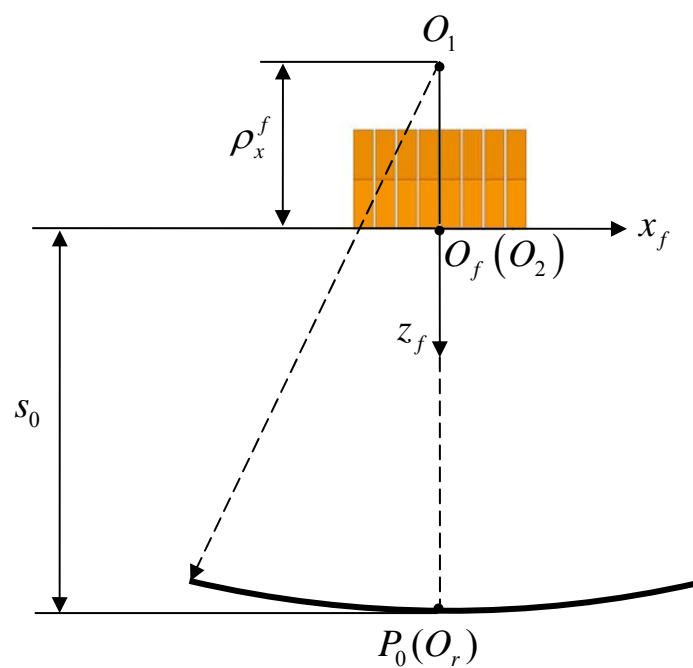


图 3-11 $x_f O_f z_f$ 平面内的截面图

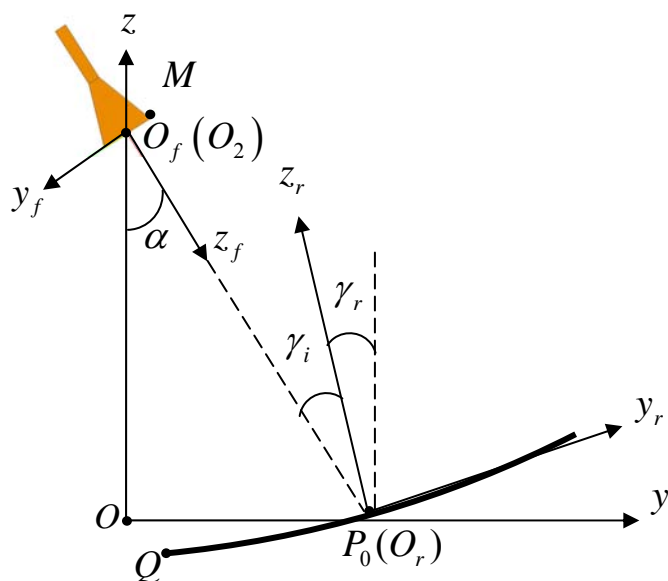


图 3-12 $y_f O_f z_f$ ($y_s O_s z_s$ 或 $y O z$) 平面内的截面图

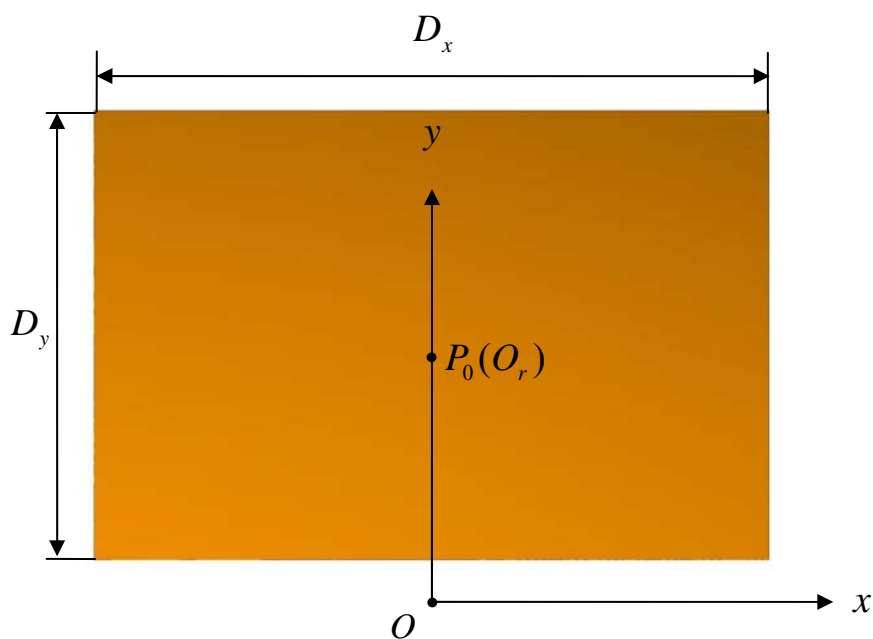


图 3-13 反射面在 xOy 平面内的投影图

馈源阵列是由 8 路 E 面扇形喇叭在 H 面紧密排列组成的喇叭线阵，喇叭的尺寸如图 3-14 所示。各阵元间距为 $d_e = 0.794\lambda + 2 \times 0.1\text{cm} = 2.104\text{cm}$ （喇叭壁的厚度为 1mm ），喇叭阵列的总长度为 $L_{\text{array}} = 8d_e = 16.832\text{cm}$ 。

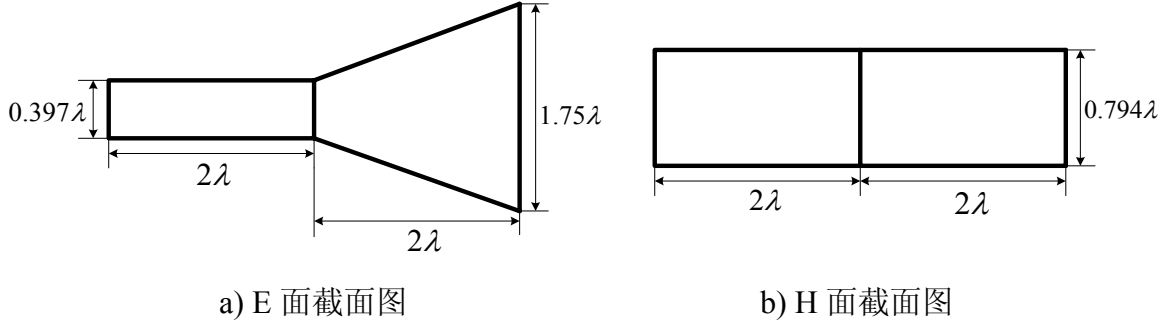


图 3-14 E 面扇形喇叭的尺寸

喇叭线阵在 $x_f O_f z_f$ 平面内的等效相位中心点 O_1 到馈源阵列口径面中心点 O_f 的距离是 ρ_x^f ， γ_i 是入射角， ρ_x^i 和 ρ_y^i 分别是反射面入射点 P_0 处的入射波波阵面在 $x_f O_f z_f$ 和 $y_f O_f z_f$ 平面内的主曲率半径。

如图 3-11，馈源阵列口径面中心点 O_f 到反射面入射点 P_0 的距离 s_0 。当 $s_0 = 43.2 \text{ cm}$ ，反射面在 $y_f O_f z_f$ 平面内对 O_f 的张角与喇叭的 E 面口径角相同。而在 $x_f O_f z_f$ 平面内，阵列相对于等效相位中心点 O_1 的张角与反射面对 O_1 的张角相同，根据相似三角形的性质，有

$$\frac{\rho_x^f}{\rho_x^f + s_0} \approx \frac{L_{\text{array}}}{D_x} \approx 0.484 \quad (3-19)$$

故 $\rho_x^f = 40.8 \text{ cm}$ 。

如图 3-12，馈源阵列在 $y_f O_f z_f$ 平面内的等效相位中心点 O_2 与馈源阵列口径面中心点 O_f 重合，因此在反射面入射点 $P_0(O_r)$ 处入射波波阵面的两个主曲率半径为：

$$\rho_x^i = \rho_x^f + s_0 = 40.8 + 43.2 = 83.7 \text{ cm} \quad (3-20)$$

$$\rho_y^i = s_0 = 43.2 \text{ cm} \quad (3-21)$$

而馈源指向角 $\alpha = 32.5^\circ$ ，要求经反射面反射的波束沿 z 轴方向，而由图 3-7 可得波束偏转因子 $BDF = 0.98$ ，故入射角为 $\gamma_i = \frac{\alpha}{1 + BDF} = 16.4^\circ$ ，反射角 $\gamma_r = BDF * \gamma_i = 16.1^\circ$ 。

因此，反射面的方程为：

$$\begin{aligned} z_s &= \frac{x_s^2}{4 \times \cos(16.4^\circ) \times (40.8 + 43.2)} + \frac{y_s^2}{4 \times \sec(16.4^\circ) \times 43.2} \\ &= \frac{x_s^2}{4 \times 80.6} + \frac{y_s^2}{4 \times 45} \end{aligned} \quad (3-22)$$

由公式(3-9)，喇叭阵元的相位配置如表 3-1 所示：

表3-1 喇叭阵列各阵元的相位配置

	喇叭 1	喇叭 2	喇叭 3	喇叭 4	喇叭 5	喇叭 6	喇叭 7	喇叭 8
x 坐标 (cm)	-7.37	-5.26	-3.16	-1.05	1.05	3.16	5.26	7.37
相位 (°)	-99.84	-50.94	-18.34	-2.04	-2.04	-18.34	-50.94	-99.84

对图 3-10 所示的线阵反射面天线在 FEKO 软件里建模，对馈源喇叭阵列使用矩量法 (MOM)，对反射面采用物理光学法 (PO) 仿真。反射面天线的增益为 32.1045dB，增益因子为 0.646，E 面 3dB 波束宽度为 4.2° ，H 面 3dB 波束宽度为 3.9° ，其归一化 E 面和 H 面远场辐射方向图分别如图 3-15 和图 3-16 所示。由仿真结果可知，该反射面天线很好地达到了某工程项目所要求的指标。这证明了曲率矩阵原理设计阵馈反射面天线方法的可行性。

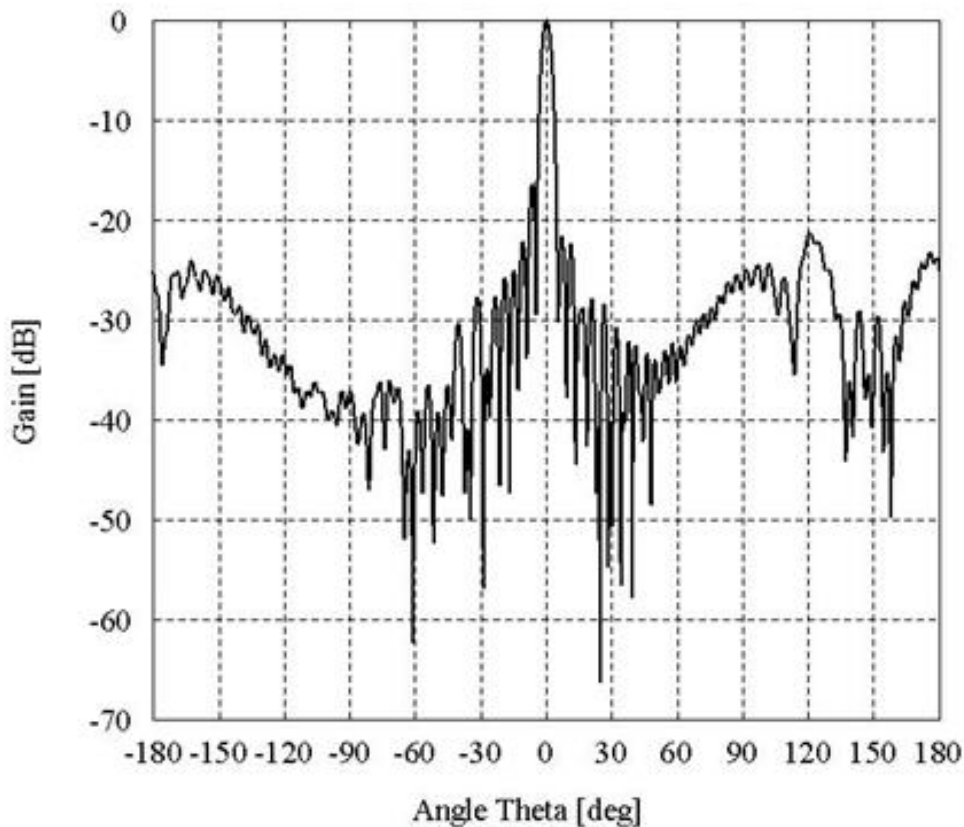


图 3-15 基于曲率矩阵原理的线阵反射面天线的 E 面方向性图

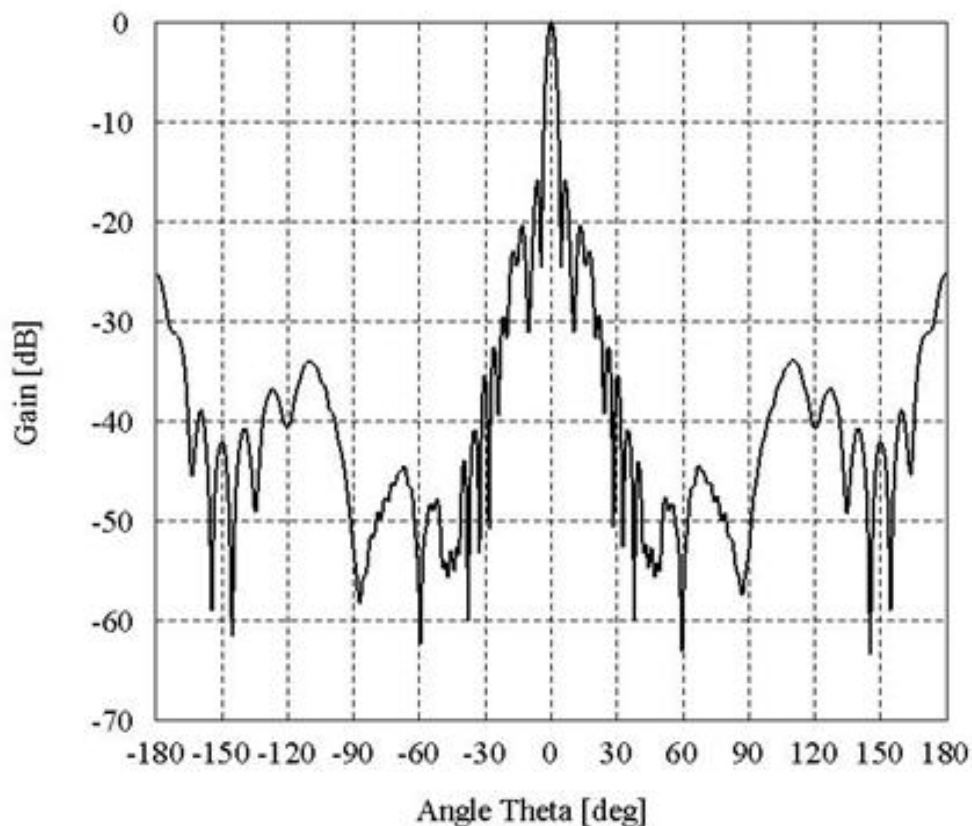


图 3-16 基于曲率矩阵原理的线阵反射面天线的 H 面方向性图

3.4 本章小结

本章提出了一种基于曲率矩阵原理的阵馈反射面空间功率合成天线的设计方法。本章首先简要介绍了曲面的曲率矩阵表示方法，然后介绍了入射波面、反射面和反射波面的关系，最后总结了一套基于曲率矩阵原理设计阵馈反射面天线的方法，包括馈源阵列的设计，反射面方程的确定以及入射角的修正。为了验证基于曲率矩阵原理设计阵馈反射面天线的方法的可行性和优越性，本章以某工程项目为例，研究了 8 路喇叭线阵反射面天线的设计，仿真结果表明基于曲率矩阵原理设计的反射面天线能有效地实现空间功率合成。

第四章 基于 NURBS 技术的阵馈反射面天线

NURBS 是曲线曲面形状的一种表示形式。NURBS 曲面有一个重要的性质：局部形变控制，即曲面的局部形状可以通过改变控制点位置或者权值大小来进行控制。而反射面天线的性能跟反射面的形状有很大关系。于是，可以通过修改控制顶点或者权因子来优化反射面的形状，以匹配大尺寸馈源阵列辐射的象散波，实现空间功率合成。

4.1 NURBS 建模及形变控制技术

NURBS 是非均匀有理 B 样条(Non-Uniform Rational B-Splines)的缩写，由 Versprille 在其博士学位论文中提出，1991 年，国际标准化组织（ISO）颁布的工业产品数据交换标准 STEP 中，把 NURBS 作为定义工业产品几何形状的唯一数学方法。NURBS 是曲线和曲面的一种数学描述，既可以精确地表示初等曲线曲面，也能表示自由型曲线曲面，从而能用统一的数学形式表示规则曲面与自由曲面；同时 NURBS 具有可影响曲线曲面形状的控制顶点和权因子，且对于控制点的改变只影响控制点附近的局部区域，使形状更宜于控制和实现。因此，NURBS 建模方法广泛应用于几何造型领域。

4.1.1 NURBS 曲线

一条 k 阶的 NURBS 曲线可以表示为一段有理多项式函数^[52]：

$$p(u) = \frac{\sum_{i=0}^n \omega_i d_i N_{i,k}(u)}{\sum_{i=0}^n \omega_i N_{i,k}(u)} \quad (4-1)$$

其中 $\omega_i (i = 0, 1, \dots, n)$ 称为权因子或权值，分别与控制顶点 $d_i (i = 0, 1, \dots, n)$ 相联系。权因子对于 NURBS 曲线的影响，是当保持控制顶点与其他权因子不变，减少和加大某权因子时，起到把曲线推离和拉向相应顶点的作用。首末权因子 $\omega_0, \omega_n > 0$ ，其余 $\omega_i \geq 0$ ，且顺序 k 个权因子不同时为零，以防止分母为零、保留凸包性质及曲线不致因权因子而退化为一。点。 $d_i (i = 0, 1, \dots, n)$ 称为控制顶点，顺序连接成为控制多边形。 $N_{i,k}(u)$ 是由节点矢量 $U = [u_0, u_1, \dots, u_{n+k+1}]$ 按德布尔-考克斯递推公式决定的 k 次规范 B 样条基函数。如果权因子 $\omega_1, \omega_{n-1} \neq 0$ ，曲线首末端点分别就是控制多边形首末顶点，曲线在首末端点处分别与控制多边形的边相切。

NURBS 曲线方程还可以用有理基函数表示^[52]：

$$p(u) = \sum_{j=0}^n d_j R_{j,k}(u) \quad (4-2)$$

其中, $R_{i,k}(u) (i=0,1,\dots,n)$ 是 k 次有理基函数

$$R_{i,k}(u,v) = \frac{\omega_i N_{i,k}(u)}{\sum_{j=0}^n \omega_j N_{j,k}(u)} \quad (4-3)$$

由 NURBS 曲线的方程可知, 欲给出一条曲线的 NURBS 表示, 需要确定的定义数据包括: 控制顶点 $d_i (i=0,1,\dots,n)$ 及其权因子 $\omega_i (i=0,1,\dots,n)$, u 参数的阶数 k , u 向节点矢量 U 。其中, 阶数 k 隐含于节点矢量 U 中。

4.1.2 NURBS 曲面

类似于 NURBS 曲线, 一张 $k \times l$ 次的 NURBS 曲面方程用有理分式表示如下^[52]:

$$p(u,v) = \frac{\sum_{i=0}^m \sum_{j=0}^n \omega_{i,j} d_{i,j} N_{i,k}(u) N_{j,l}(v)}{\sum_{i=0}^m \sum_{j=0}^n \omega_{i,j} N_{i,k}(u) N_{j,l}(v)}$$

这里控制顶点 $d_{i,j} (i=0,1,\dots,m; j=0,1,\dots,n)$ 呈拓扑矩形阵列, 形成一个控制网格。 $\omega_{i,j}$ 是与顶点 $d_{i,j}$ 联系的权因子, 规定四角顶点处用正权因子即 $\omega_{0,0}, \omega_{m,0}, \omega_{0,n}, \omega_{m,n} > 0$, 其余 $\omega_{i,j} \geq 0$ 且顺序 $k \times l$ 个权因子不同时为零。 $N_{i,k}(u) (i=0,1,\dots,m)$ 和 $N_{j,l}(v) (j=0,1,\dots,n)$ 分别为 u 向 k 次和 v 向 l 次的规范 B 样条基。它们分别由 u 向与 v 向的节点矢量 $U = [u_0, u_1, \dots, u_{m+k+1}]$ 与 $V = [v_0, v_1, \dots, v_{n+l+1}]$ 按德布尔递推公式决定。虽然, NURBS 曲面由推广张量积曲面形式得到, 然而, 一般地, 一张 NURBS 曲面不是一张量积曲面, 从下面第二种等价表示可以看出。

NURBS 曲面方程也可以用有理基函数表示^[52]:

$$p(u,v) = \sum_{i=0}^m \sum_{j=0}^n d_{i,j} R_{i,k,j,l}(u,v) \quad (4-4)$$

其中, $R_{i,k,j,l}(u,v)$ 是双变量有理基函数

$$R_{i,k,j,l}(u,v) = \frac{\omega_{i,j} N_{i,k}(u) N_{j,l}(v)}{\sum_{r=0}^m \sum_{s=0}^n \omega_{r,s} N_{r,k}(u) N_{s,l}(v)} \quad (4-5)$$

由 NURBS 曲面的方程可知, 欲给出一张曲面的 NURBS 表示, 需要确定的定义数据包括: 控制顶点 $d_{i,j}$ 及其权因子 $\omega_{i,j} (i=0,1,\dots,m; j=0,1,\dots,n)$, u 参数的阶数 k , v 参数的阶数 l , u 向节点矢量 U 与 v 向节点矢量 V 。其中, 阶数 k 与 l 分别隐含于节点矢量

U 与 V 中。

4.1.3 NURBS 曲线曲面的形状修改

由 NURBS 曲线曲面的定义可以看出, 对 NURBS 曲线曲面形状修改方法^[53-55]共有两种: 一种是改变控制顶点的位置, 另一种是改变控制顶点相对应权因子的大小。实际上, 如果仅仅改变权因子, NURBS 曲线曲面的形变控制范围是有限的, 曲线曲面形状无论怎么变化都不会超出控制顶点所围成的凸包变化范围。若要使形变幅度更大, 使其超出这个范围就必须移动控制顶点。而控制顶点的移动就更加的自由, 不再被限制在某条直线上, 而是任意的。

为了便于交互式操作和基于直观性的考虑, 对 NURBS 曲线曲面形状修改主要表现为对控制顶点的移动。另外, 通过改变权因子, 还可对 NURBS 曲线曲面形状进行微调。

4.2 遗传算法

4.2.1 遗传算法的基本原理

遗传算法 (Genetic Algorithm, 简称 GA) 是一种常用的智能优化算法, 是从任一解出发, 按照某种机制, 以一定的概率在整个求解空间中探索最优解。由于遗传算法可以把搜索空间扩展到整个问题空间, 以面为单位的搜索, 比以点为单位的搜索, 更能发现全局最优解, 因而具有全局优化性能。作为一种新的全局优化搜索算法, 遗传算法以其简单通用、鲁棒性强、适于并行处理以及高效、实用等显著特点, 在各个领域得到了广泛应用, 取得了良好效果, 并逐渐成为重要的智能算法之一。

遗传算法是一类借鉴生物界的进化规律 (适者生存, 优胜劣汰遗传机制) 演化而来的随机化搜索方法。由美国的 J. Holland 教授于 1975 年在他的专著《自然界和人工系统的适应性》中首先提出的。遗传算法模拟自然选择和自然遗传过程中发生的繁殖、交叉和基因突变现象, 在每次迭代中都保留一组候选解, 并按某种指标从解群中选取较优的个体, 利用遗传算子 (选择、交叉和变异) 对这些个体进行组合, 产生新一代的候选解群, 重复此过程, 最后收敛于一群最适应环境的个体, 得到问题的最优解。

遗传算法的主要特点是:

1. 从问题解的中集开始搜索, 而不是从单个解开始。
2. 求解时使用特定问题的信息极少, 容易形成通用算法程序。
3. 有极强的容错能力。
4. 选择、交叉和变异都是随机操作, 而不是确定的精确规则。

5. 具有隐含的并行性。

4.2.2 遗传算法的一般步骤

(1) 编码

遗传算法不能直接处理问题空间的参数，必须把它们转换成遗传空间的由基因按一定结构组成的染色体或个体。这一转换操作就叫做编码。接着，通过随机方法产生初始群体的每个个体，即初始群体。对不同的求解问题需要采用不同的编码方法^[56]。

遗传算法中最常用的一种编码方法是二进制编码，它将问题空间的参数用字符集{0,1}表示，优点是编码、解码操作简单易行；交叉、变异操作便于实现；符合最小字符集编码原则；便于利用模式定理对算法进行理论分析。缺点主要是不能满足多维和高精度的要求，存在映射误差。

格雷码编码是二进制编码的一种变形，连续的两个整数所对应的编码值之间仅仅只有一个码位不相同。格雷码编码除了具有二进制编码的优点外，还能增强遗传算法的局部搜索能力，便于局部函数的连续空间搜索，缺点与二进制编码相同。

实数编码是指个体的每个基因值用实数直接表示，个体的编码长度与其决策变量的个数相等。实数编码方法克服了二进制编码在多维、高精度要求的连续函数优化问题上的缺点，提高了遗传算法的精度和运算效率，简化了遗传算法的计算复杂性，在表示连续渐变问题方面有优势。

(2) 适应度函数

遗传算法对一个个体（解）的好坏用适应度函数值来评价，适应度函数值越大，解的质量越好。适应度函数是遗传算法进化过程的驱动力，也是进行自然选择的唯一标准，它的设计应结合求解问题本身的要求而定。

(3) 遗传算子（选择、交叉、变异）

遗传算法使用选择运算来从当前群体中选择适应度值高的个体以生成交配池，使它们有机会作为父代，为下一代繁殖子孙。适应度值高的个体被选择的概率大；反之，被选择的概率小。常用的选择算法有轮盘赌选择方法和随机遍历抽样方法。轮盘赌选择又称比例选择，在该方法中，各个个体被选中的概率与其适应度函数值大小成正比。随机遍历抽样是具有零偏差和最小个体扩展的单状态抽样算法。

交叉操作是遗传算法中最主要的遗传操作，起核心作用。交叉是指把两个父代个体的部分结构加以替换重组而生成新一代个体的操作。通过交叉，遗传算法的搜索能力得以飞跃。交叉算子根据交叉率将种群中的两个个体随机地交换某些基因，能够产生新

的基因组合，期望将有益基因组合在一起。最常用的交叉算子为单点交叉，在个体串中随机设定一个交叉点，实行交叉时，该点前或后的两个个体的部分结构进行互换，并生成两个新个体。

变异算子的基本内容是对群体中的个体串的某些基因座上的基因值作变动。一是使遗传算法具有局部的随机搜索能力。二是使遗传算法可维持群体多样性，以防止出现未成熟收敛现象。变异操作需要和交叉操作妥善地配合使用。

遗传算法的基本流程如图 4-1 所示：

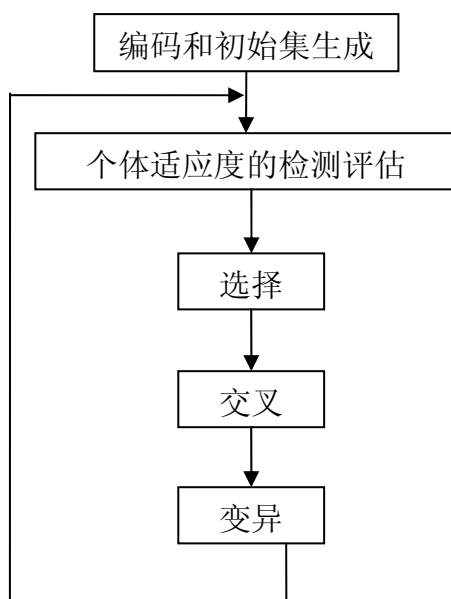


图 4-1 遗传算法的基本流程

4.3 基于 NURBS 的阵馈反射面天线的设计方法与实例仿真

4.3.1 基于 NURBS 的阵馈反射面天线的设计方法

对于 NURBS 曲面建模的反射面，若参数（如控制点、权因子）设置不适当，则初始反射面的形状与最优反射面的差距会很大，不能最大程度地匹配馈源阵列辐射的电磁波，口径效率较低。为了实现最大程度的空间功率合成，必须对反射面进行修正，最好能够从直观上直接进行修正和调节。在保持控制点权值不变的情况下，仅仅改变控制点位置，可以改变 NURBS 曲面的形状。这种控制形变的方法简单直观，且形变量范围不受限制。因此，本文在优化 NURBS 曲面建模的反射面的形状时，只改变控制顶点位置。

基于 NURBS 曲面建模的阵馈反射面空间功率合成天线的设计方法如下：引入智能优化算法（如遗传算法），以控制顶点的位置作为优化的变量，以反射面天线在指定方向的增益最大作为优化目标，每次优化过程，均仿真计算形状改变后的反射面天线在指定方向的增益，并适当地设置最大的优化次数。优化结束后，以增益最大时的 NURBS

曲面形状为最优反射面。

在本文的研究中，为了便于操作与比较，控制顶点位置的变化限制在通过原控制点且沿 z 轴的一条直线上，即控制顶点在笛卡尔坐标系中的 x 和 y 坐标不变，只改变控制顶点的 z 坐标。

为了验证基于 NURBS 曲面建模的阵馈反射面空间功率合成天线的设计方法的可行性和优越性，下面以第三章设计的线阵偏馈反射面天线为研究对象，采用相同的馈源喇叭阵列，阵元激励不变，喇叭阵列轴线指向角不变，喇叭阵列口面中心点的位置不变，反射波束的最大辐射方向仍为正 z 轴方向，反射面在口径面 xOy 平面投影的形状、大小和相对位置不变，仅通过改变反射面控制顶点的 z 坐标以优化反射面的曲面形状。同时，为了对比 NURBS 曲面阶数对曲面形状的影响，本章分别研究了 3×3 阶 NURBS 曲面建模和 4×4 阶 NURBS 曲面建模两种情况。

4.3.2 3×3 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线优化设计

3×3 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线的结构如图 4-2 所示，NURBS 曲面的控制顶点在 xOy 平面上的投影如图 4-3 所示：

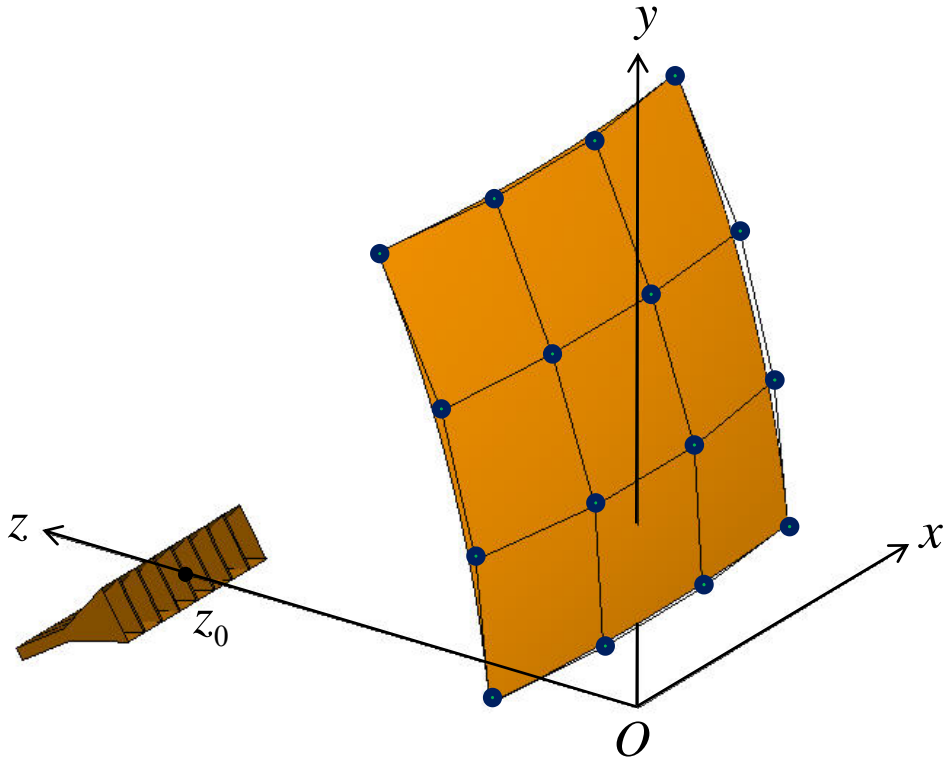
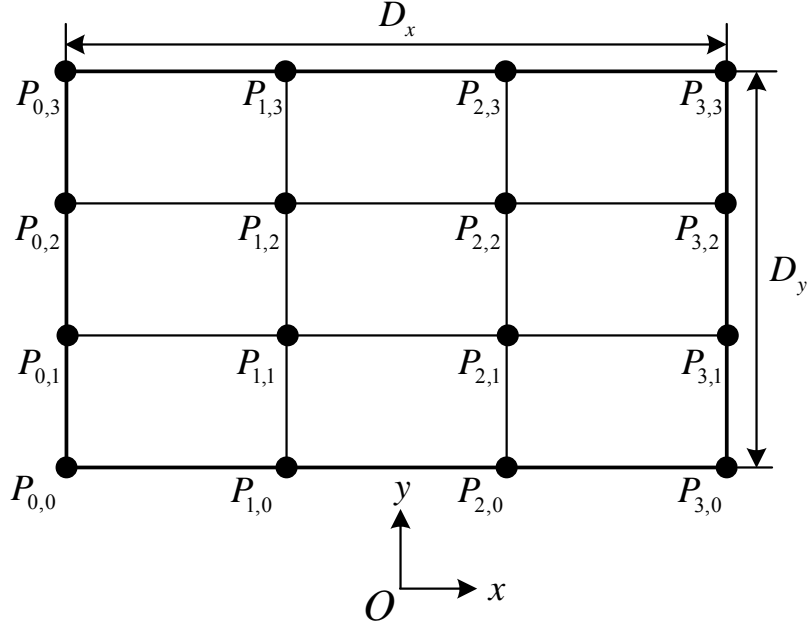


图 4-2 3×3 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线

图 4-3 3×3 阶 NURBS 曲面的控制顶点在 xOy 平面上的投影

3×3 阶 NURBS 曲面有 16 (4×4) 个控制顶点, 在第三章设计的阵馈反射面天线中, 反射面在 xOy 平面投影的四个角点的坐标分别为 $(-18, 7.2, 0)$, $(18, 7.2, 0)$, $(18, 39.2, 0)$, $(-18, 39.2, 0)$, 且 $z_0 = 16\lambda = 38.4 \text{ cm}$ 。令相邻控制顶点的 x 坐标和 y 坐标呈等差数列, 可得 3×3 阶 NURBS 曲面控制顶点的坐标如表 4-1 所示:

表 4-1 3×3 阶 NURBS 曲面控制顶点的坐标

$P_{0,0}(-18, 7.2, z_{00})$	$P_{1,0}(-6, 7.2, z_{10})$	$P_{2,0}(6, 7.2, z_{20})$	$P_{3,0}(18, 7.2, z_{30})$
$P_{0,1}(-18, 17.9, z_{01})$	$P_{1,1}(-6, 17.9, z_{11})$	$P_{2,1}(6, 17.9, z_{21})$	$P_{3,1}(18, 17.9, z_{31})$
$P_{0,2}(-18, 28.5, z_{02})$	$P_{1,2}(-6, 28.5, z_{12})$	$P_{2,2}(6, 28.5, z_{22})$	$P_{3,2}(18, 28.5, z_{32})$
$P_{0,3}(-18, 39.2, z_{03})$	$P_{1,3}(-6, 39.2, z_{13})$	$P_{2,3}(6, 39.2, z_{23})$	$P_{3,3}(18, 39.2, z_{33})$

由于反射面关于 yOz 平面对称, 故有 $z_{00} = z_{30}$, $z_{01} = z_{31}$, $z_{02} = z_{32}$, $z_{03} = z_{33}$, $z_{10} = z_{20}$, $z_{11} = z_{21}$, $z_{12} = z_{22}$, $z_{13} = z_{23}$ 。则需要优化的变量由 16 个减少为 8 个。采用遗传算法对控制点的 z 坐标优化, 优化目标设为反射面天线沿 z 轴方向的增益取最大值。在经过 2500 次的优化后, 可得增益最大情况下控制点的坐标如表 4-2 所示:

表 4-2 3×3 阶 NURBS 曲面优化后的控制顶点坐标

$P_{0,0}(-18, 7.2, -0.03)$	$P_{1,0}(-6, 7.2, -1.21)$	$P_{2,0}(6, 7.2, -1.21)$	$P_{3,0}(18, 7.2, -0.03)$
$P_{0,1}(-18, 17.9, 1.14)$	$P_{1,1}(-6, 17.9, -0.55)$	$P_{2,1}(6, 17.9, -0.55)$	$P_{3,1}(18, 17.9, 1.14)$
$P_{0,2}(-18, 28.5, 4.03)$	$P_{1,2}(-6, 28.5, 3.08)$	$P_{2,2}(6, 28.5, 3.08)$	$P_{3,2}(18, 28.5, 4.03)$
$P_{0,3}(-18, 39.2, 9.44)$	$P_{1,3}(-6, 39.2, 7.93)$	$P_{2,3}(6, 39.2, 7.93)$	$P_{3,3}(18, 39.2, 9.44)$

对表 4-2 中控制顶点所表示的 NURBS 曲面建模的反射面天线，在 FEKO 仿真软件里建模，对馈源喇叭阵列使用矩量法（MOM），对反射面采用物理光学法（PO）仿真。仿真结果为：天线增益为 32.1148dB，反射面天线的 E 面和 H 面方向性图分别如图 4-4 和图 4-5 所示。

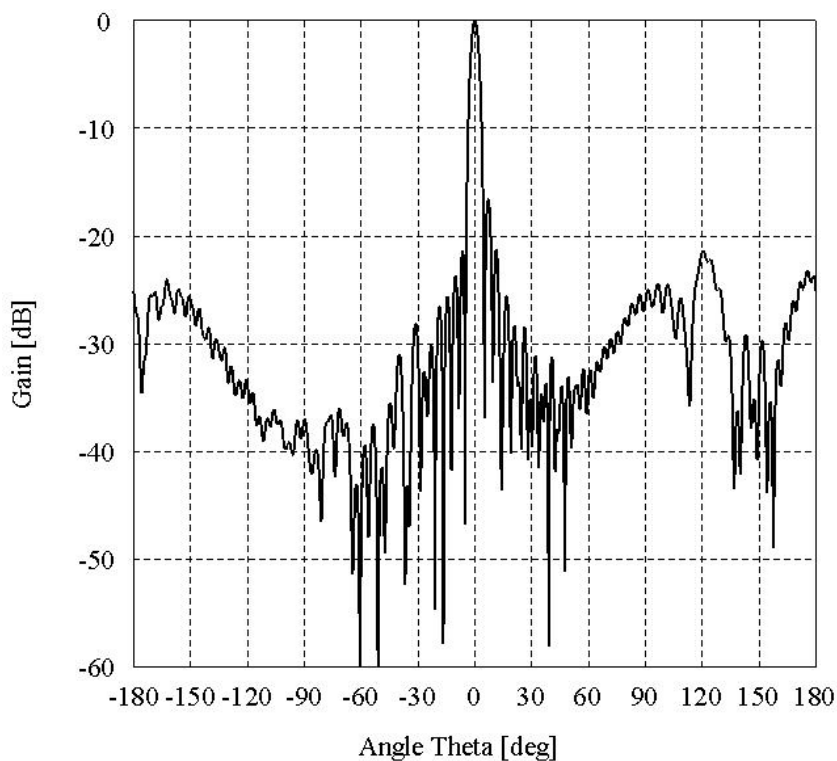
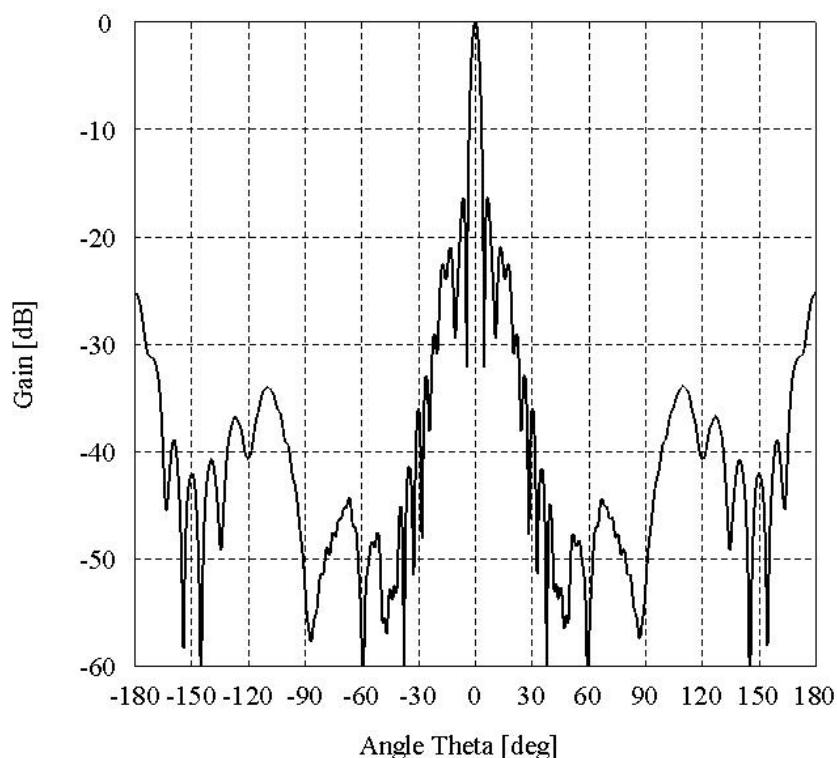


图 4-4 3×3 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线的 E 面方向性图

图 4-5 3×3 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线的 H 面方向性图

4.3.3 4×4 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线优化设计

NURBS 曲面有阶数。曲面阶数越高则曲面越圆滑，对曲面形状的控制就越精确，但需要优化的控制顶点的个数就越多，优化计算时间也越长。可以把曲面阶数设得很高，但通常不必要这样做。下面研究 4×4 阶 NURBS 曲面建模的反射面形状优化。 4×4 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线的结构如图 4-6 所示，NURBS 曲面的控制顶点在 xOy 平面上的投影如图 4-7 所示：

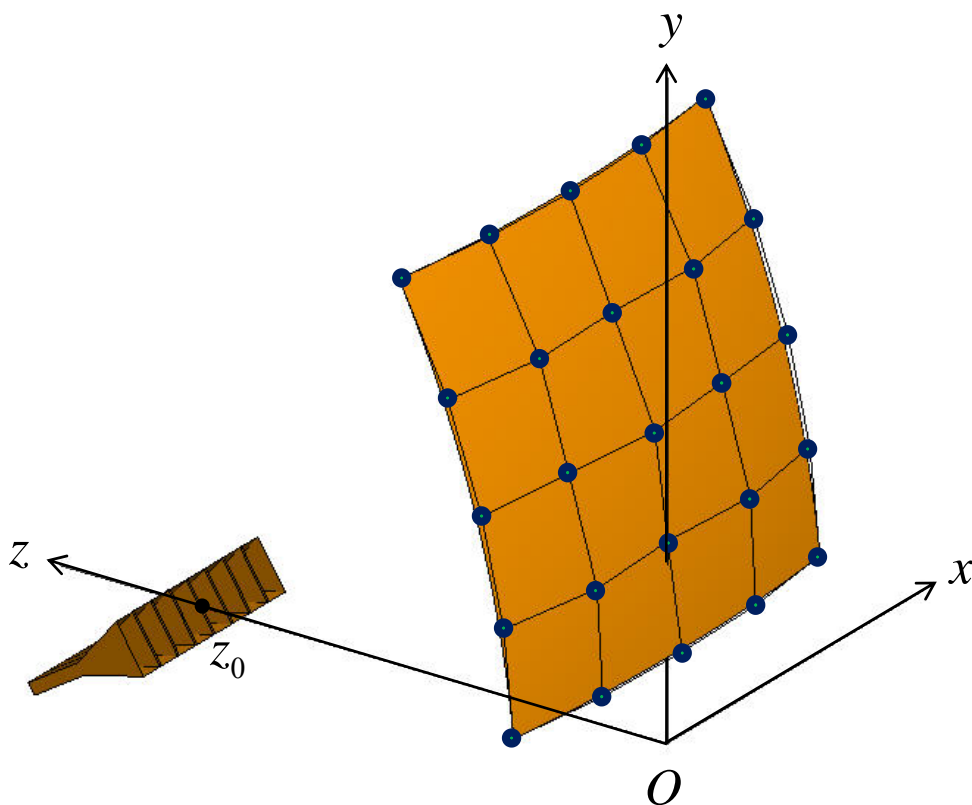


图 4-6 4×4 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线

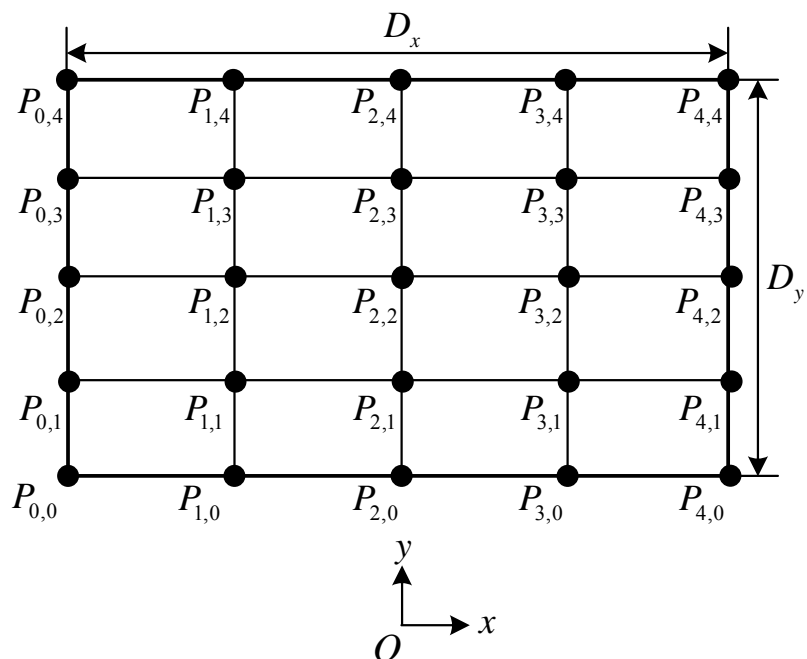


图 4-7 4×4 阶 NURBS 曲面的控制点在 xOy 平面上的投影

4×4 阶 NURBS 曲面有 25 (5×5) 个控制顶点, 在第三章设计的阵馈反射面天线中, 反射面在 xOy 平面投影的四个角点的坐标分别为 $(-18, 7.2, 0)$, $(18, 7.2, 0)$,

$(18, 39.2, 0)$, $(-18, 39.2, 0)$, 且 $z_0 = 16\lambda = 38.4 \text{ cm}$ 。令相邻控制顶点 x 坐标和 y 坐标呈等差数列, 可得 4×4 阶 NURBS 曲面控制顶点的坐标如表 4-3 所示:

表 4-3 4×4 阶 NURBS 曲面控制顶点的坐标

$P_{0,0}$ $(-18, 7.2, z_{00})$	$P_{1,0}$ $(-9, 7.2, z_{10})$	$P_{2,0}$ $(0, 7.2, z_{20})$	$P_{3,0}$ $(9, 7.2, z_{30})$	$P_{4,0}$ $(18, 7.2, z_{40})$
$P_{0,1}$ $(-18, 15.2, z_{01})$	$P_{1,1}$ $(-9, 15.2, z_{11})$	$P_{2,1}$ $(0, 15.2, z_{21})$	$P_{3,1}$ $(9, 15.2, z_{31})$	$P_{4,1}$ $(18, 15.2, z_{41})$
$P_{0,2}$ $(-18, 23.2, z_{02})$	$P_{1,2}$ $(-9, 23.2, z_{12})$	$P_{2,2}$ $(0, 23.2, z_{22})$	$P_{3,2}$ $(9, 23.2, z_{32})$	$P_{4,2}$ $(18, 23.2, z_{42})$
$P_{0,3}$ $(-18, 31.2, z_{03})$	$P_{1,3}$ $(-9, 31.2, z_{13})$	$P_{2,3}$ $(0, 31.2, z_{23})$	$P_{3,3}$ $(9, 31.2, z_{33})$	$P_{4,3}$ $(18, 31.2, z_{43})$
$P_{0,4}$ $(-18, 39.2, z_{04})$	$P_{1,4}$ $(-9, 39.2, z_{14})$	$P_{2,4}$ $(0, 39.2, z_{24})$	$P_{3,4}$ $(9, 39.2, z_{34})$	$P_{4,4}$ $(18, 39.2, z_{44})$

由于反射面关于 yOz 平面对称, 故有 $z_{00} = z_{40}$, $z_{01} = z_{41}$, $z_{02} = z_{42}$, $z_{03} = z_{43}$, $z_{04} = z_{44}$, $z_{10} = z_{30}$, $z_{11} = z_{31}$, $z_{12} = z_{32}$, $z_{13} = z_{33}$, $z_{14} = z_{34}$ 。则需要优化的变量由 25 个减少为 15 个, 差不多是 3×3 阶 NURBS 曲面所需要优化的变量个数的 2 倍。采用遗传算法对控制点的 z 坐标优化, 优化目标设为反射面天线沿 z 轴方向的增益取最大值。在经过 1800 次的优化后, 可得控制点的坐标如表 4-4 所示:

表 4-4 4×4 阶 NURBS 曲面优化后的控制顶点坐标

$P_{0,0}$ $(-18, 7.2, 0.03)$	$P_{1,0}$ $(-9, 7.2, -1.01)$	$P_{2,0}$ $(0, 7.2, -1.23)$	$P_{3,0}$ $(9, 7.2, -1.01)$	$P_{4,0}$ $(18, 7.2, 0.03)$
$P_{0,1}$ $(-18, 15.2, 0.85)$	$P_{1,1}$ $(-9, 15.2, -0.55)$	$P_{2,1}$ $(0, 15.2, -0.06)$	$P_{3,1}$ $(9, 15.2, -0.55)$	$P_{4,1}$ $(18, 15.2, 0.85)$
$P_{0,2}$ $(-18, 23.2, 2.66)$	$P_{1,2}$ $(-9, 23.2, 1.77)$	$P_{2,2}$ $(0, 23.2, 0.98)$	$P_{3,2}$ $(9, 23.2, 1.77)$	$P_{4,2}$ $(18, 23.2, 2.66)$
$P_{0,3}$ $(-18, 31.2, 5.46)$	$P_{1,3}$ $(-9, 31.2, 4.19)$	$P_{2,3}$ $(0, 31.2, 4.49)$	$P_{3,3}$ $(9, 31.2, 4.19)$	$P_{4,3}$ $(18, 31.2, 5.46)$
$P_{0,4}$ $(-18, 39.2, 9.45)$	$P_{1,4}$ $(-9, 39.2, 8.42)$	$P_{2,4}$ $(0, 39.2, 8.03)$	$P_{3,4}$ $(9, 39.2, 8.42)$	$P_{4,4}$ $(18, 39.2, 9.45)$

对表 4-4 中控制顶点所表示的 NURBS 曲面建模的反射面天线，在 FEKO 仿真软件里建模，对馈源喇叭阵列使用矩量法（MOM），对反射面采用物理光学法（PO）仿真。仿真结果为：天线增益为 32.1670dB，反射面天线的 E 面和 H 面方向性图分别如图 4-8 和图 4-9 所示。

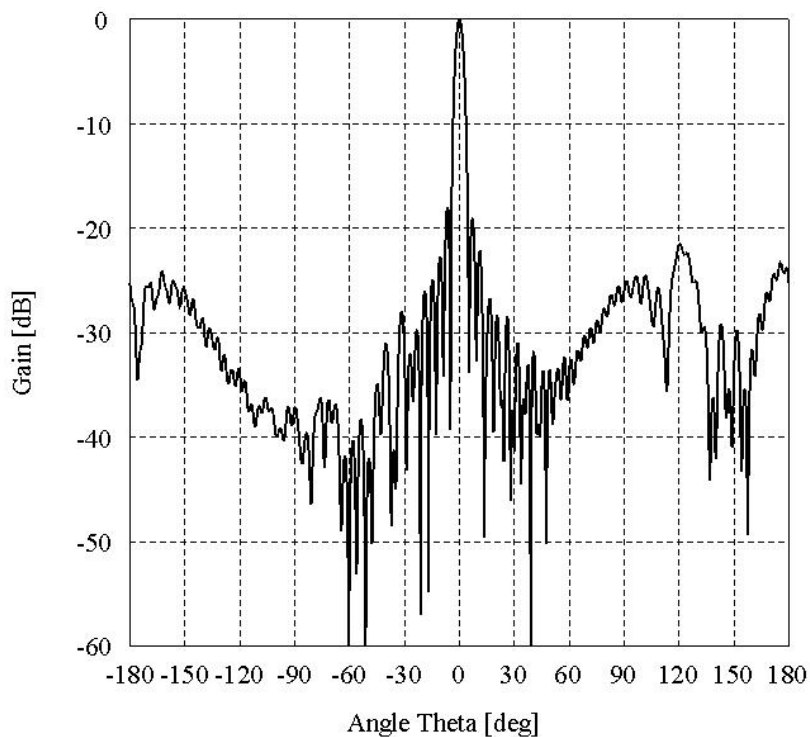


图 4-8 4×4 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线的 E 面方向性图

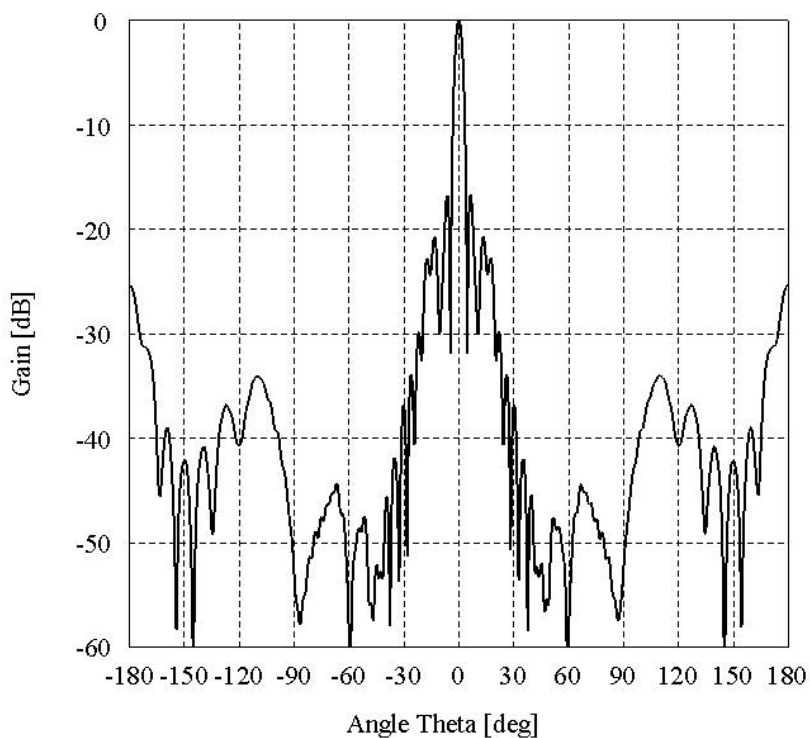


图 4-9 4×4 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线的 H 面方向性图

4.3.4 3×3 阶和 4×4 阶 NURBS 曲面建模的反射面天线性能对比

对比 3×3 阶和 4×4 阶 NURBS 曲面的反射面天线优化结果,可以看出,尽管 4×4 阶 NURBS 曲面优化次数大大少于 3×3 阶 NURBS 曲面,但是 4×4 阶 NURBS 曲面的反射面天线的增益为 32.167dB,要略高于 3×3 阶 NURBS 曲面的反射面天线的增益 32.1148dB,这是因为 4×4 阶 NURBS 曲面的控制顶点个数比 3×3 阶 NURBS 曲面多,对曲面形状的控制更精确,因此优化的结果更能逼近最优反射面形状。因此,本章提出的基于 NURBS 曲面建模的阵馈反射面空间功率合成天线的设计方法,采用 4×4 阶 NURBS 曲面建模。

4.4 本章小结

本章主要研究了基于 NURBS 技术的阵馈反射面空间功率合成天线的设计。首先简要介绍了 NURBS 曲线曲面的几何性质和形变控制技术,然后介绍了遗传算法的基本原理和主要步骤,最后通过应用遗传算法改变 NURBS 曲面控制点的位置来优化反射面的形状,实现最大的功率合成。为了比较 NURBS 曲面阶数对反射面形状的控制,本章分别研究了 3×3 阶 NURBS 曲面和 4×4 阶 NURBS 曲面。仿真结果表明 4×4 阶 NURBS 曲面优化的结果更能逼近最优反射面形状。

第五章 反射面口径边界的优化

5.1 反射面天线的口径效率

口径天线通常具有面积为 A_p 的物理口径，能量通过该口径发送出去。口径天线的最大增益是^[57]

$$G_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_p \quad (5-1)$$

该增益仅在均匀幅度、均匀相位，并且不存在溢出或欧姆损耗的理想环境下才可能达到。实际上，不可能满足这些条件，所以增益比理想值低，如公式(5-2)所示：

$$G = \varepsilon_{ap} G_{\max} = \varepsilon_{ap} \frac{4\pi}{\lambda^2} A_p \quad (5-2)$$

其中 ε_{ap} 是口径效率，且 $0 \leq \varepsilon_{ap} \leq 1$ 。由于波长和物理口径面积容易得到，增益的研究简化为口径效率的研究，它又可以表示为若干子效率的乘积^[57]：

$$\varepsilon_{ap} = e_r \varepsilon_t \varepsilon_s \varepsilon_a \quad (5-3)$$

其中， e_r =辐射效率， ε_t =口径渐削效率， ε_s =溢出效率， ε_a =可达效率。

通过处理到达口径的功率部分，可以得到口径渐削效率。即，如果忽略可达与溢出两种损耗，对半径为 a 的圆形反射器口径，有

$$\varepsilon_t = \frac{1}{\pi a^2} \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^a E_a(\rho', \phi') \rho' d\rho' d\phi' \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^a |E_a(\rho', \phi')|^2 \rho' d\rho' d\phi'} \quad (5-4)$$

通过变换到馈源角，公式(5-4)可用已知馈源方向图直接写成：

$$\varepsilon_t = \frac{4F^2}{\pi a^2} \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} F_f(\theta_f, \phi') \tan \frac{\theta_f}{2} d\theta_f d\phi' \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} |F_f(\theta_f, \phi')|^2 \sin \theta_f d\theta_f d\phi'} \quad (5-5)$$

利用公式(5-5)可用从馈源方向图算出口径渐削效率。

由于馈源方向图会超出反射面边缘，相关功率不可能再由反射器改变方向进入主瓣，从而降低了增益。这称为溢出，其相关的效率因子称为溢出效率 ε_s ，将它定义为馈源辐射的、被单反射器的主反射器或双反射器的副反射器截获的功率部分。

溢出效率是主反射器截获的馈源方向图（并改变方向通过口径进入主瓣）的部分，相对于馈源总功率之比来度量的^[57]：

$$\varepsilon_s = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} |F_f(\theta_f, \phi')|^2 \sin \theta_f d\theta_f d\phi'}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |F_f(\theta_f, \phi')|^2 \sin \theta_f d\theta_f d\phi'} \quad (5-6)$$

注意，分子的积分仅是馈源方向图的反射器的张角部分，而分母的积分范围包括整个馈源方向图。

反射器设计问题简化为口径渐削与通过馈源天线选择溢出之间的协调^[57]。渐削和溢出效率可以结合形成照射效率 ε_i 来完整的估计馈源方向图与主反射器影响。渐削效率、溢出效率及其乘积如图 5-1 所示。渐削与溢出之间的协调很明显。峰值约为 $\varepsilon_i = 82\%$ ，它出现在边缘照射约为 $EI_{dB} = -11dB$ 处。因此得到普遍规律：一个抛物面反射器的峰值口径效率出现在边缘照射约 $-11dB$ 处。

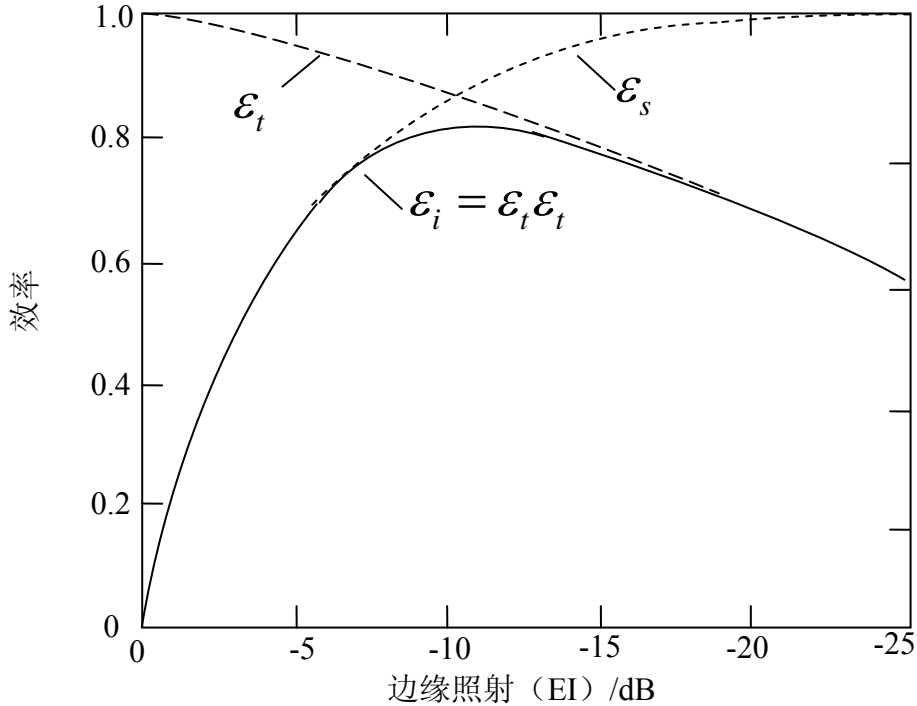


图 5-1 渐削效率、溢出效率及其乘积与边缘照射的关系^[57]

通过优化反射面的口径边界，尽管反射面的物理口径 A_p 减少，增益会有所下降，但是口径效率 ε_{ap} 会得到提高。这是由于口径渐削效率 ε_t 提高了，尽管由于反射面物理口径 A_p 减少而增加了溢出损耗，降低了溢出效率 ε_s ，但口径渐削效率 ε_t 提高的幅度大于溢出效率 ε_s 降低的幅度，因此照射效率 ε_i 提高。而且优化曲面边界后，反射面的物理口径 A_p 减少会减少面积，进而减轻反射面的重量，降低反射面天线支架的负重压力。

特别是使需要旋转的天线减少转矩。而所去掉的面积照射很弱，因此对增益的影响很小。

5.2 反射面口径边界的形状

这里主要研究的反射面口径边界有以下几种：圆角矩形边界；超二次方程边界。下面以第四章中所设计的 4×4 阶 NURBS 曲面的反射面天线为例研究反射面口径边界对口径效率的影响。

5.2.1 圆角矩形口径边界

对矩形的直角倒圆角可得圆角矩形边界，令圆角的半径为 r ，圆角矩形边界典型的口径面形状如图 5-2 所示：

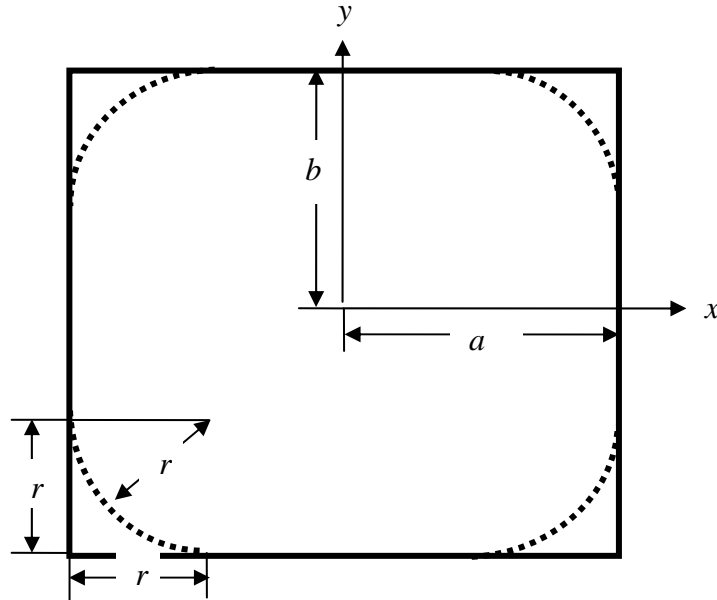


图 5-2 圆角矩形边界：实线矩形（ $r=0$ ）；点线 $r=10\text{cm}$

圆角矩形边界的口径面的面积为：

$$A_p = 4ab - 4r^2 + \pi r^2 \quad (5-7)$$

圆角矩形口径边界的反射面天线口径面积 A_p 、增益 $Gain$ 和口径效率 ε_{ap} 与圆角半径 r 的关系分别如图 5-3，图 5-4 和图 5-5 所示：

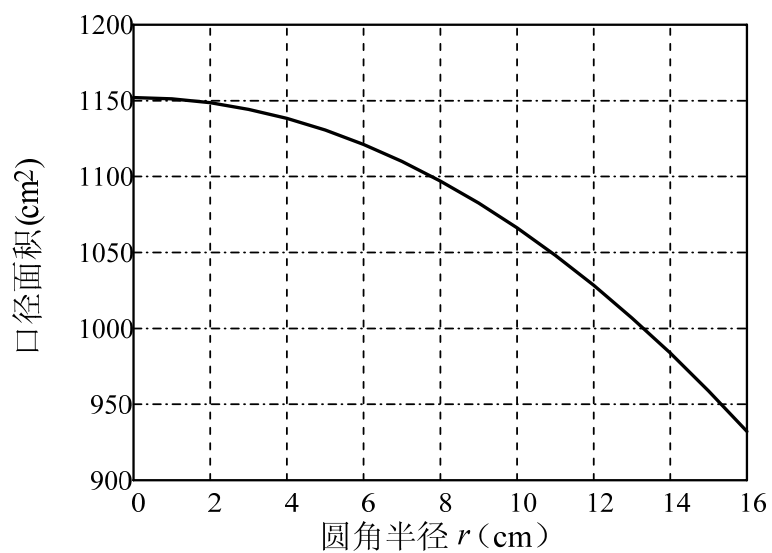


图 5-3 圆角矩形口径边界的反射面天线口径面积 A_p 和半径 r 的关系

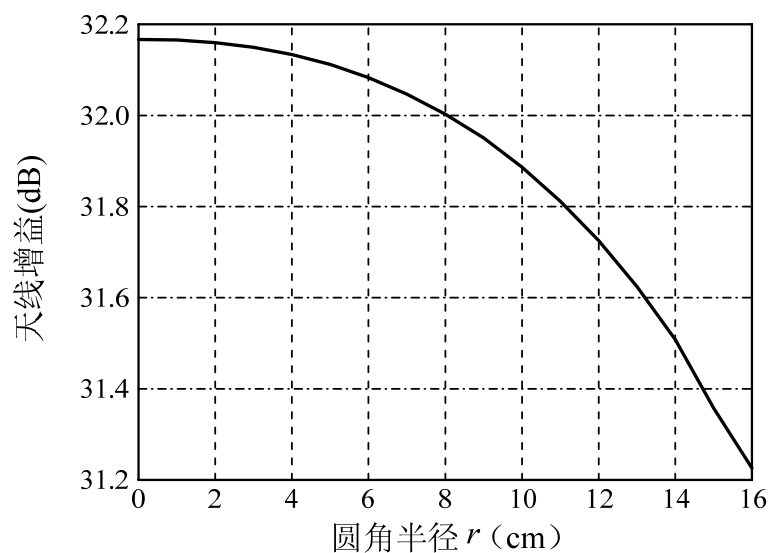


图 5-4 圆角矩形口径边界的反射面天线增益 $Gain$ 和半径 r 的关系

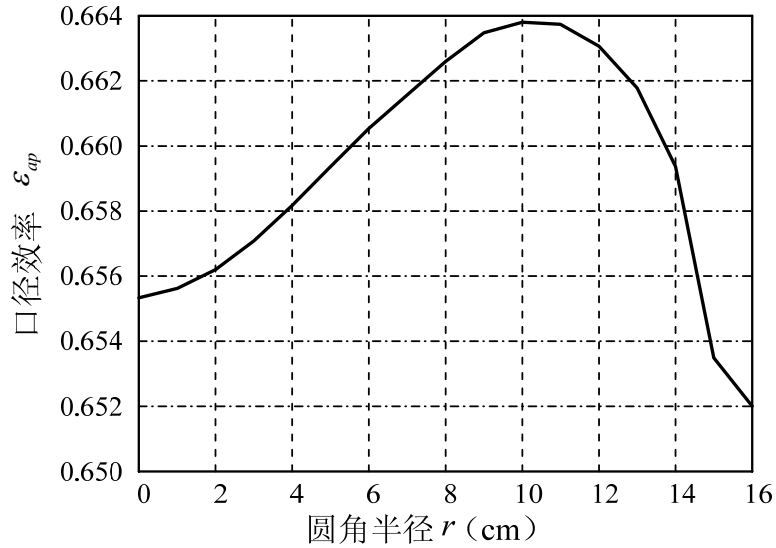


图 5-5 圆角矩形口径边界的反射面天线口径效率 ε_{ap} 和半径 r 的关系

可以看出，随着 r 的增加，反射面天线的增益减少。这是因为被反射面截获的馈源辐射能量减少。但是口径效率 ε_{ap} 是先上升后下降，当 $r = 10\text{cm}$ 时，有最高的口径效率 $\varepsilon_{ap} = 0.6638$ 。

5.2.2 超二次方程口径边界

超二次方程定义为^[58]：

$$\left[\left(\frac{x}{a} \right)^2 \right]^v + \left[\left(\frac{y}{b} \right)^2 \right]^v = 1 \quad (5-8)$$

其中 a 和 b 分别是沿着 x 和 y 轴的半长轴和半短轴的长度。公式(5-8)中的参数 v 决定着口径面的形状。超二次方程口径边界典型的口径面形状如图 5-6 所示。 $v=1$ 时，口径边界为半长轴和半短轴长分别为 a 和 b 的椭圆边界，随着 v 的增加，口径边界会向矩形边界靠近，当 $v=\infty$ 时，口径边界为长和宽分别为 $2a$ 和 $2b$ 的矩形边界。

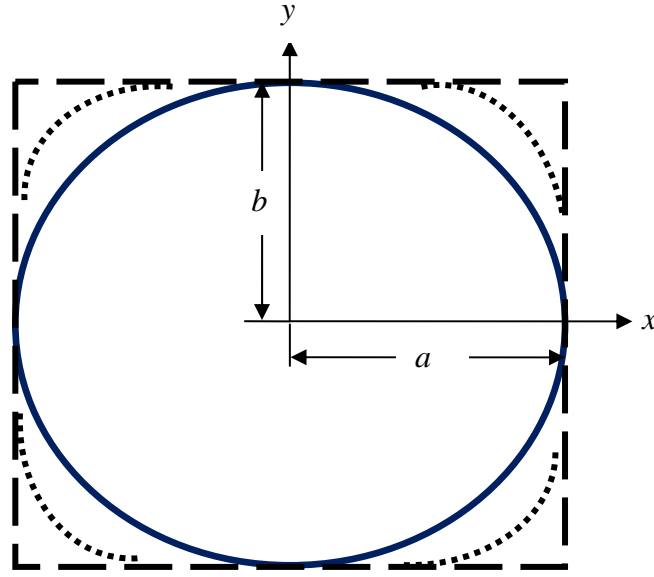


图 5-6 超二次方程口径边界：实线 $\nu=1$ （椭圆）；点线 $\nu=2$ ；虚线 $\nu=\infty$ （矩形）
超二次方程边界的口径面的面积为^[58]：

$$A_p = ab2^{2-1/\nu}\sqrt{\pi} \frac{\Gamma\left(1+\frac{1}{2\nu}\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2}+\frac{1}{2\nu}\right)} \quad (5-9)$$

其中， Γ 是伽马函数。伽马函数有如下性质： $\Gamma(x+1)=x\Gamma(x)$ ， $\Gamma(1)=1$ ， $\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)=\sqrt{\pi}$

由公式 (5-9) 以及伽马函数的性质可知^[58]：

$$A_p = \begin{cases} \pi ab & \nu=1 \\ 4ab & \nu=\infty \end{cases} \quad (5-10)$$

即当 ν 由 1 增加到 ∞ 时，超二次方程口径边界的口径面积由椭圆向矩形变化。超二次方程口径边界的反射面天线口径面积 A_p 、增益 $Gain$ 和口径效率 ε_{ap} 与参数 ν 的关系分别如图 5-7，图 5-8 和图 5-9 所示：

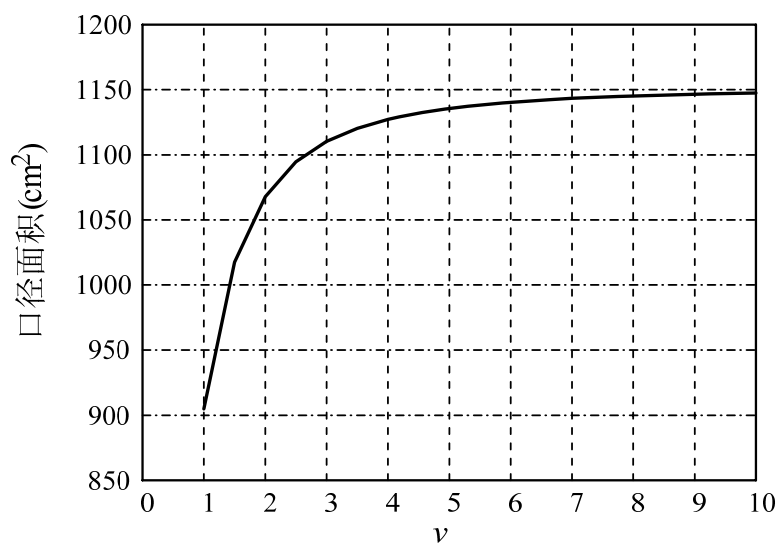


图 5-7 超二次方程口径边界的反射面天线口径面积 A_p 和参数 ν 的关系

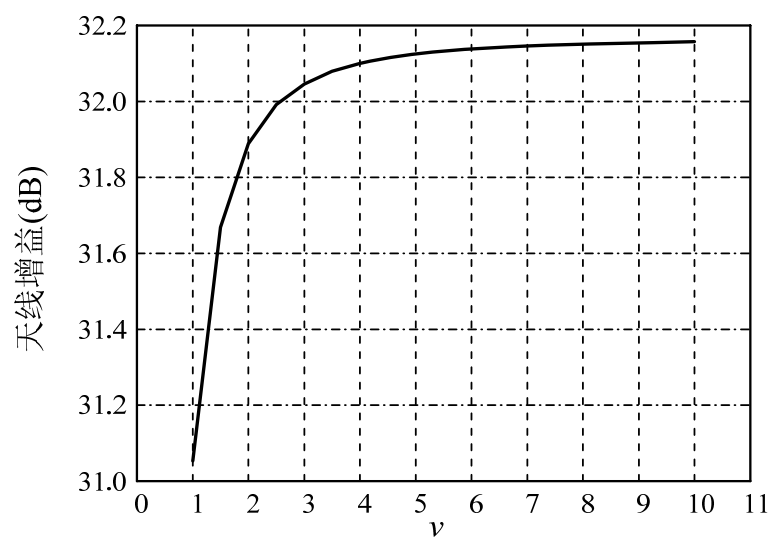


图 5-8 超二次方程口径边界的反射面天线增益 $Gain$ 和参数 ν 的关系

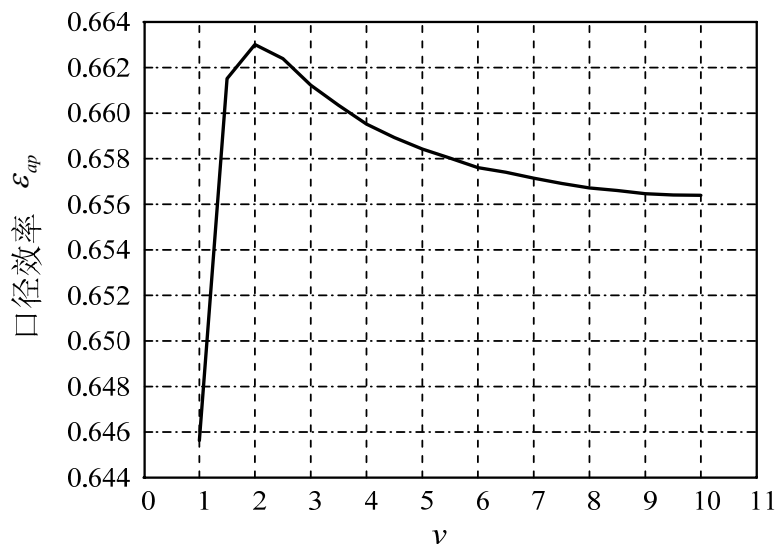


图 5-9 超二次方程口径边界的反射面天线口径效率 ε_{ap} 和参数 ν 的关系

可以看出，随着 ν 的增加，反射面天线的增益增加。这是因为馈源辐射的能量更多地被反射面截获。但是口径效率 ε_{ap} 是先上升后下降，当 $\nu=2$ 时，有最高的口径效率 $\varepsilon_{ap} = 0.6630$ 。

5.2.3 最优口径边界形状

由前两节的讨论可知，当反射面口径取圆角矩形边界且圆角半径为 $r=10\text{cm}$ 时，有最高的口径效率，口径效率由矩形边界的 0.6553 提高到 0.6638。在此口径边界下，在 FEKO 软件里建模，对馈源喇叭阵列使用矩量法(MOM)，对反射面采用物理光学法(PO)仿真。天线的增益为 31.8865dB。反射面天线的 E 面和 H 面方向性图分别如图 5-10 和图 5-11 所示。

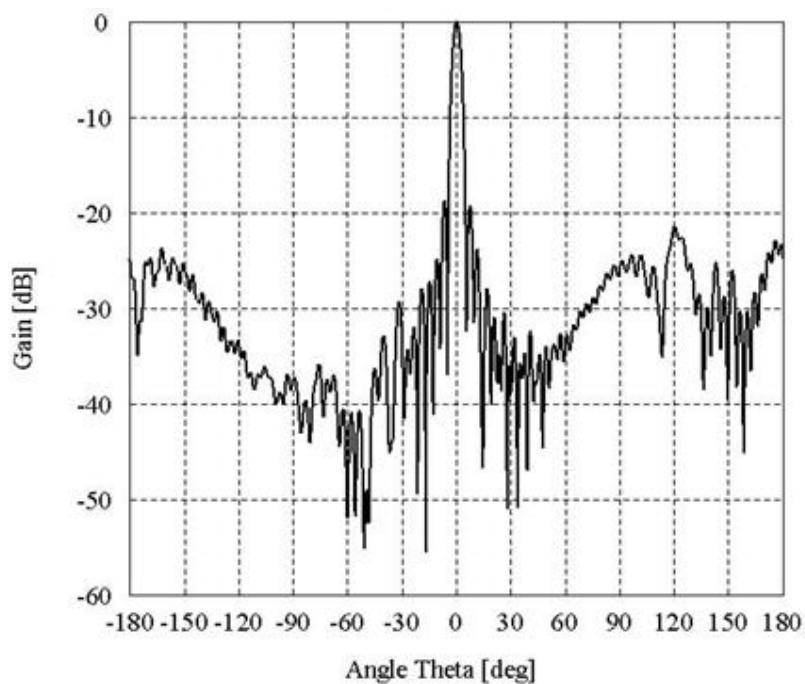


图 5-10 口径效率最高的反射面天线的 E 面方向性图

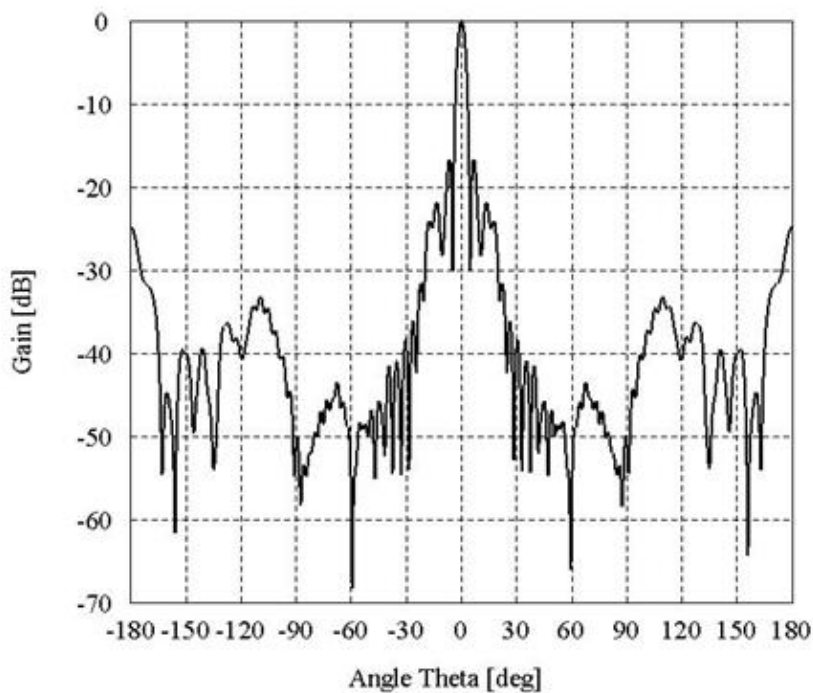


图 5-11 口径效率最高的反射面天线的 H 面方向性图

5.3 本章小结

本章以基于 4×4 阶 NURBS 曲面的线阵偏馈反射面天线为例，研究反射面口径边界形状对天线口径效率的影响。研究了圆角矩形口径边界和超二次方程口径边界。研究表明，矩形口径边界的反射面天线口径效率不是最高的，对口径边界的优化可以提高反射面天线的口径效率。

第六章 阵馈反射面天线的波束扫描特性

在实际的应用中，如多波束天线和扫描雷达天线中，一般需要使天线的主瓣偏离反射面最大辐射方向作上下或左右摆动，以达到搜索跟踪目标的目的。随着扫描角度的增加，口径相位误差对反射面天线辐射特性的影响会显著增大。因此有必要对阵馈反射面空间功率合成天线的波束扫描特性进行研究。反射面空间功率合成天线的波束扫描技术拟从两个方面展开探索研究：机械扫描技术和电扫描技术。

6.1 机械扫描

机械扫描是指通过机械上移动或转动天线系统的部件而实现扫描。对于采用机械扫描的反射面天线，为了实现波束扫描，反射面或者馈源必须存在着在机械上的移动或转动。对于大功率空间功率合成，功率合成阵列每个阵元都采用大功率源激励，其供电系统、冷却系统及馈电网络等十分复杂和笨重，馈源的转动是十分困难的，本文拟采用转动反射面的机械扫描方法，分别研究反射面不同转动轴、不同偏转角度对天线的辐射方向、增益、波瓣宽度以及副瓣电平等性能的影响。

6.1.1 垂直机械扫描

保持馈源阵列的位置以及各阵元的激励不变，将反射面在垂直方向绕着某转动轴转动。垂直转动轴的选取对反射面天线的垂直波束机械扫描特性有很大影响。在本节中，选取的垂直转动轴有两种：经过反射面上 P_0 点且与 x 轴平行的直线和经过馈源阵列口面中心点 O_f 且与 x 轴平行的直线，分别如图 6-1 和图 6-2 所示。以图中所示方向偏转为正方向，反之为负。反射面正方向的偏转角度不宜过大，否则反射波束会被馈源阵列及其支撑架遮挡。而反射面负方向偏转时则不受此限制。反射面垂直偏转角度在 $-24^\circ \sim 4^\circ$ 时，波束垂直扫描角和天线增益的变化情况如图 6-3 和图 6-4 所示：

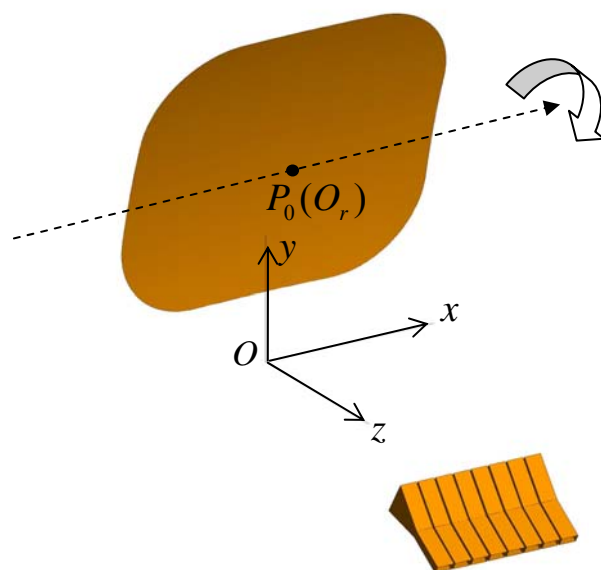


图6-1 以经过反射面上 P_0 点且与 x 轴平行的直线为转动轴

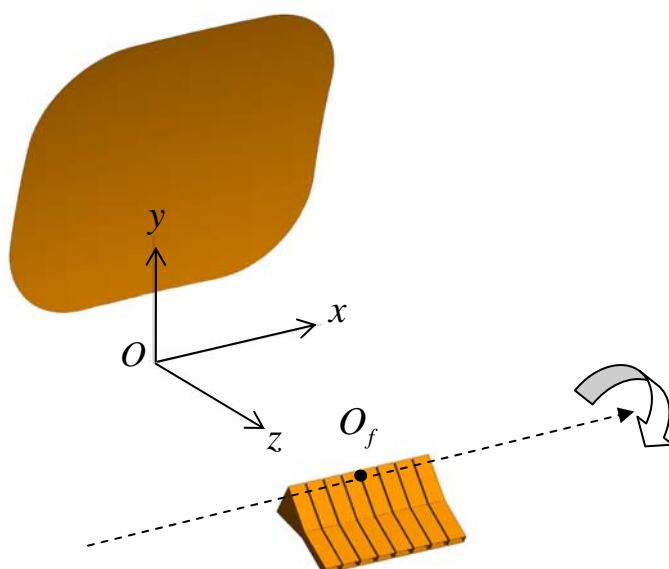


图6-2 以经过馈源阵列口面中心点 O_f 且与 x 轴平行的直线为转动轴

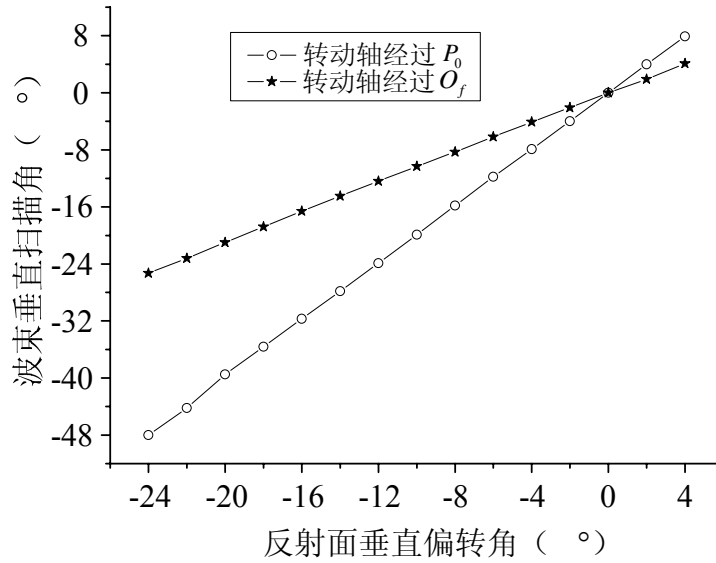


图6-3 波束垂直扫描角与反射面垂直偏转角之间的关系

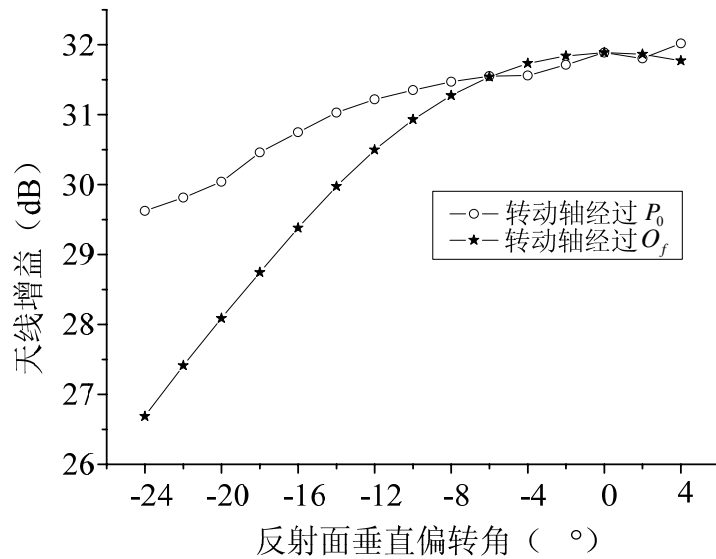


图6-4 天线增益与反射面垂直偏转角之间的关系

从图 6-3 和图 6-4 中可以看出，以经过反射面上 P_0 点且与 x 轴平行的直线为转动轴的波束扫描性能要优于以经过馈源阵列中心点 O_f 且与 x 轴平行的直线为转动轴的波束扫描性能。在反射面偏转同样的角度时，前者波束扫描的角度范围更大，增益下降得更少。因此，垂直面机械扫描应采取以经过反射面上 P_0 点且与 x 轴平行的直线为转动轴转动反射面的方案。

下面进一步研究以经过反射面上 P_0 点且与 x 轴平行的直线为转动轴转动反射面时，波瓣宽度和副瓣电平的变化情况，如图 6-5 和图 6-6 所示：

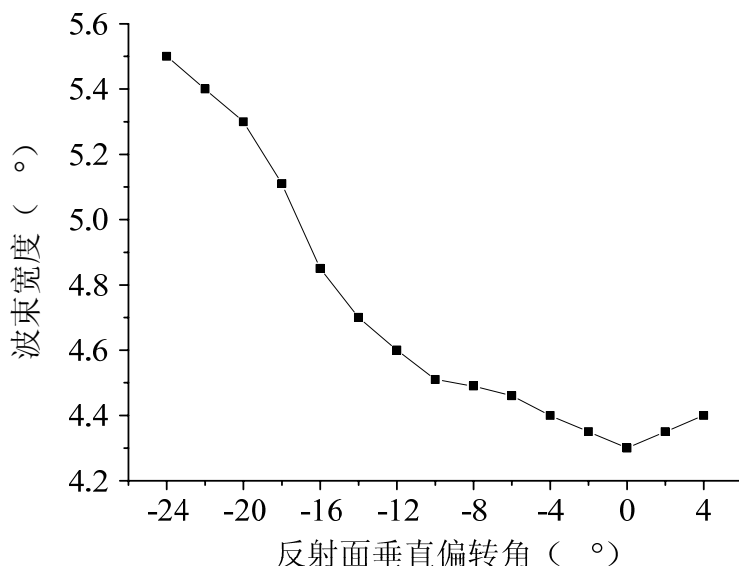


图6-5 波束宽度与反射面垂直偏转角之间的关系

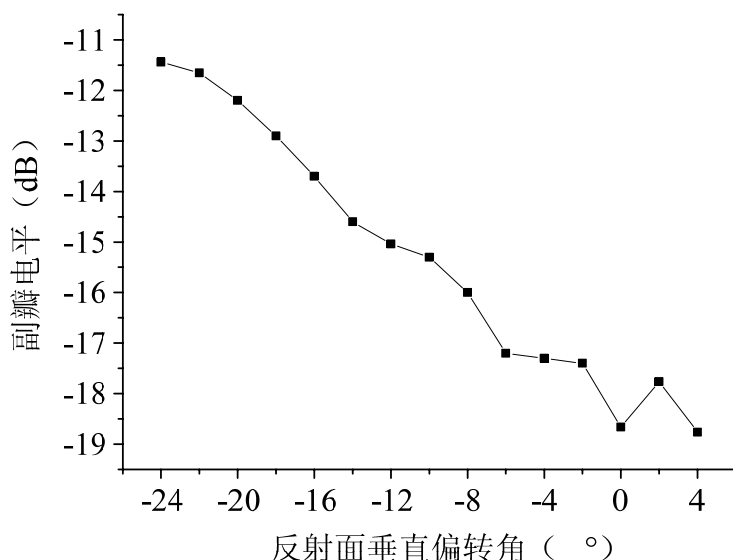


图6-6 副瓣电平与反射面垂直偏转角之间的关系

可见，随着反射面偏转角度的增大，波束宽度变宽，副瓣电平上升。当反射面转动 -24° 时，天线的增益下降了 2.25 个 dB 左右，波束宽度由 4.3° 变为 5.5° ，副瓣电平为 -11.44dB 。因此将垂直机械扫描反射面偏转的角度选为 $-24^\circ \sim 4^\circ$ 。因此反射面波束的垂直扫描角度范围为 $-48^\circ \sim 7.9^\circ$ 。

6.1.2 水平机械扫描

保持馈源阵列的位置以及各阵元的激励不变，将反射面在水平方向绕着某转动轴转动。水平转动轴的选取对反射面天线的水平波束机械扫描特性有很大影响。在本节中，选取的水平转动轴有两种：经过反射面上 P_0 点且与 y 轴平行的直线；经过馈源阵列口面中心点 O_f ，且与 y 轴平行的直线。分别如图 6-7 和图 6-8 所示。以图中所示转动方向

为正方向，由于整个天线系统关于 yOz 平面对称，因此只需要研究反射面沿转动轴朝正方向偏转的情况。反射面水平转动角度在 $2^\circ \sim 20^\circ$ 时，波束水平扫描角和天线增益的变化情况图 6-9 和图 6-10 所示：

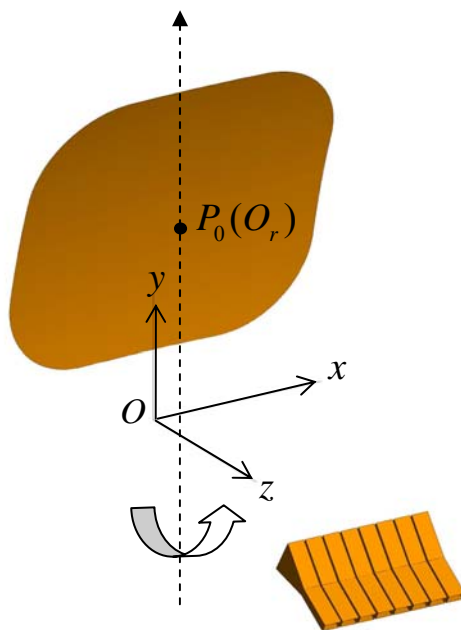


图6-7 以经过反射面上 P_0 点且与 y 轴平行的直线为转动轴

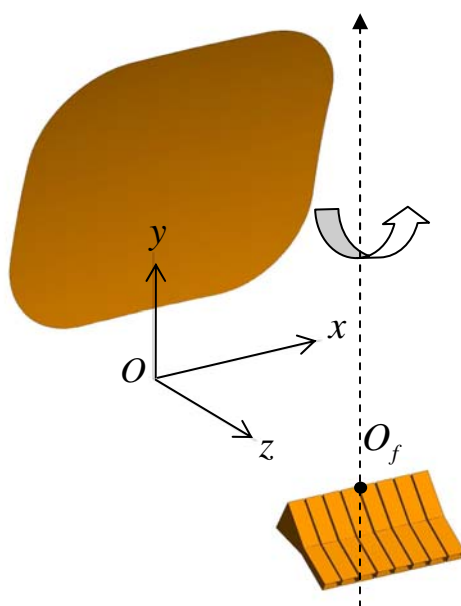


图6-8 以经过馈源阵列口面中心点 O_f 且与 y 轴平行的直线为转动轴

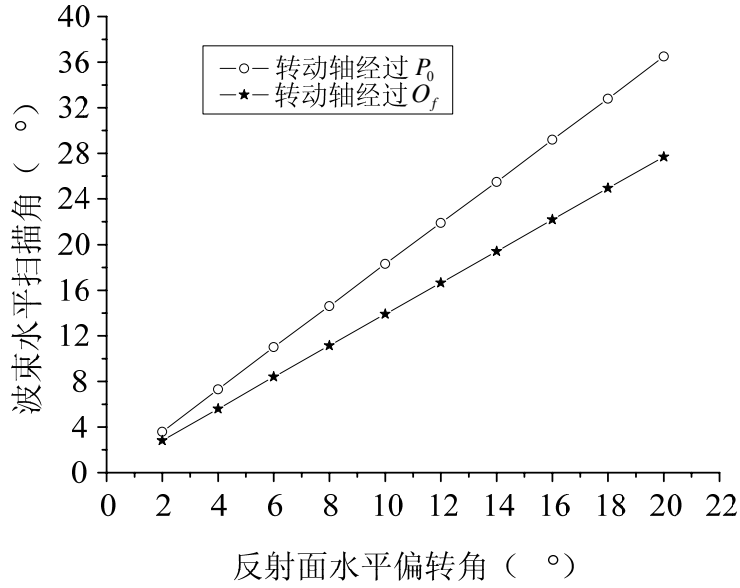


图6-9 波束水平扫描角与反射面水平偏转角之间的关系

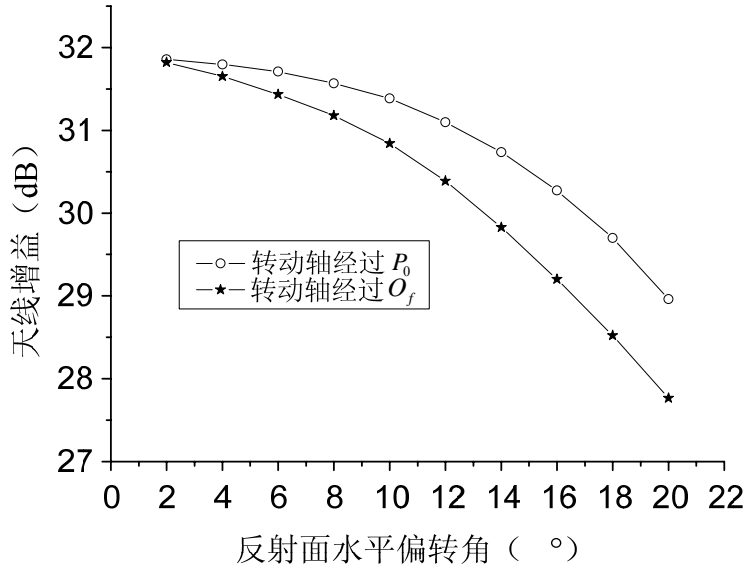


图6-10 天线增益与反射面水平偏转角之间的关系

从图 6-9 和图 6-10 中可以看出,以经过反射面上 P_0 点且与 y 轴平行的直线为转动轴的波束扫描性能要优于以经过馈源阵列中心点 O_f 且与 y 轴平行的直线为转动轴的波束扫描性能。在反射面转动同样的角度时,前者波束扫描的角度范围更大,增益下降得更少。因此,水平面机械扫描应采取以经过反射面上 P_0 点且与 y 轴平行的直线为转动轴转动反射面的方案。

下面进一步研究以经过反射面上 P_0 点且与 y 轴平行的直线为转动轴转动反射面时,波瓣宽度和副瓣电平的变化情况,如图 6-11 和图 6-12 所示:

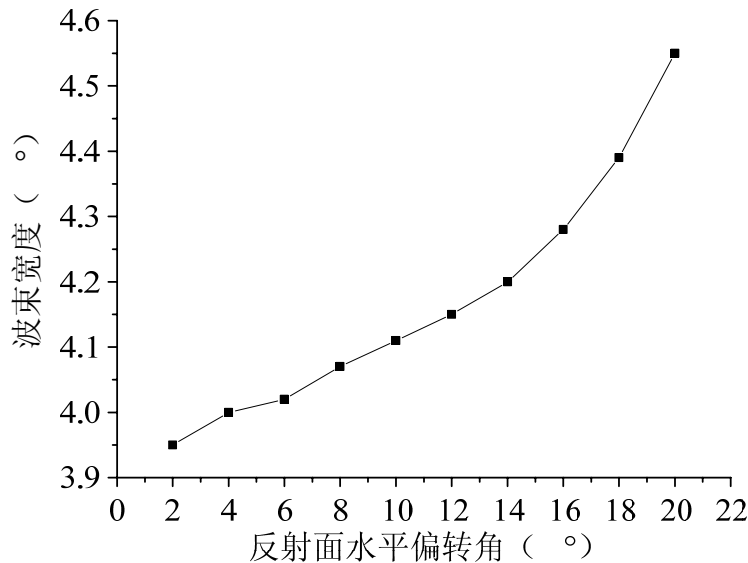


图6-11 波束宽度与反射面水平偏转角之间的关系

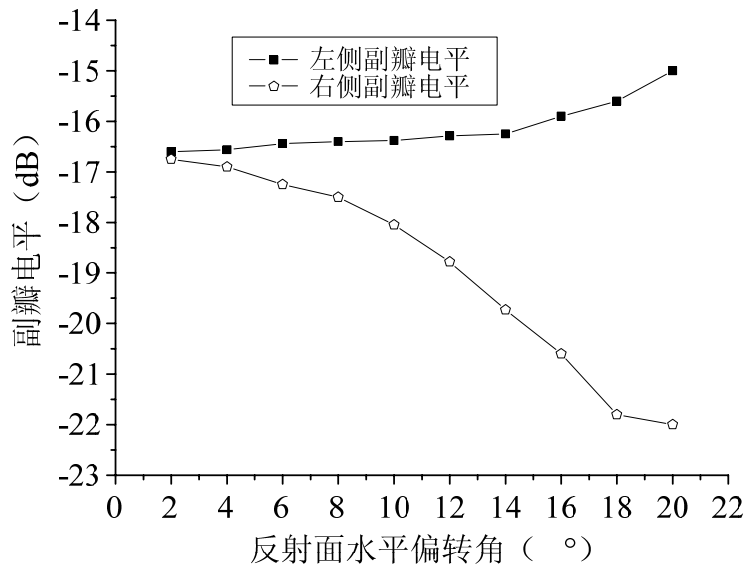


图6-12 副瓣电平与反射面水平偏转角之间的关系

随着反射面正向转动角度的增大，波束宽度变宽，左侧副瓣电平上升，右侧副瓣电平下降。当反射面转动 20° 时，天线的增益下降了 2.9 个 dB 左右，波束宽度由 3.9° 变为 4.55° ，副瓣电平为 -13dB。因此将水平机械扫描反射面转动的角度选为 $-20^\circ \sim 20^\circ$ 。因此反射面波束的水平扫描角度范围为 $-36.5^\circ \sim 36.5^\circ$ 。

6.2 电扫描

与机械扫描天线相对应的是电扫描天线，电扫描天线是指天线本身固定不动，利用电的方法来控制口径面上或阵列天线辐射单元的相位变化，使天线主波束的指向在没有机械运动情况下在空间中运动，以实现天线波束扫描。电控波束扫描方式相比机械扫描

的优势在于扫描速率高，改变波束方向快，对目标信号测量精确度高于机械扫描方式，同时避免了机械伺服系统可能发生的故障。

本文采用的电扫描方法是在每个馈源单元前增加一个移相器，改变各阵元发出的电磁波的相位，从而改变馈源阵列的波束方向，而同时保持反射面不动，则反射波束的方向也跟着改变，从而实现波束扫描。本文从等效相位中心点的角度出发，偏离等效相位中心点 O_1 的位置，使得等效相位中心点 O_1 在通过原来位置且与 x 轴平行的直线上移动，如图 6-13 所示，图示方向为正方向：

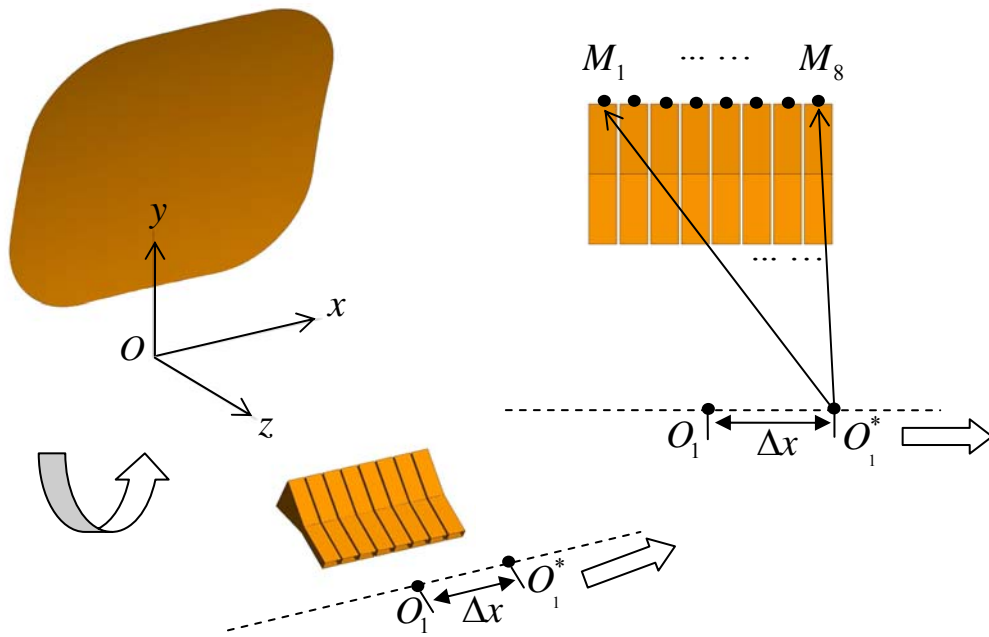
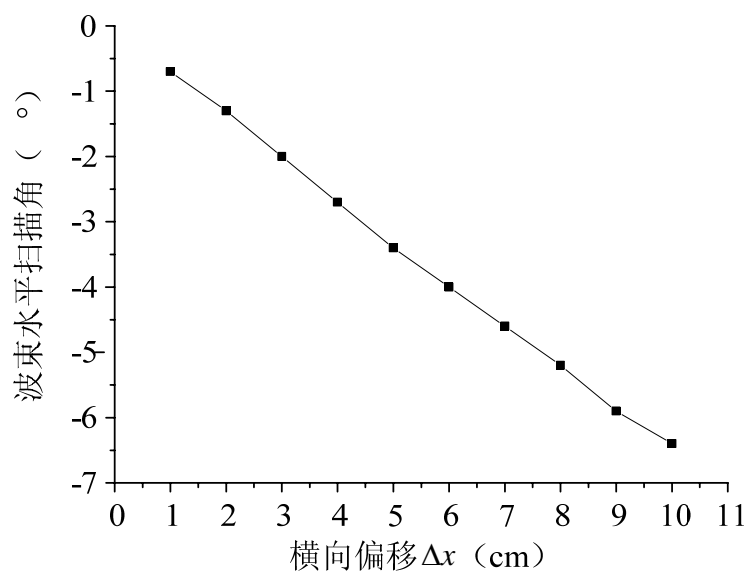
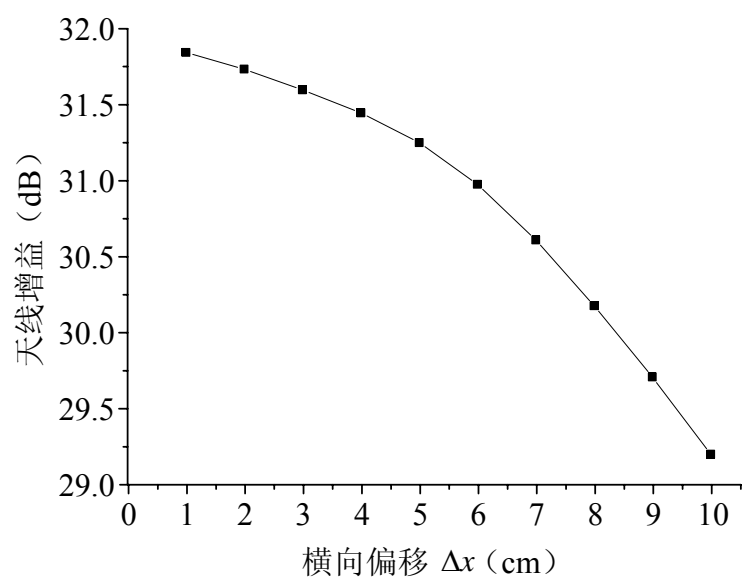


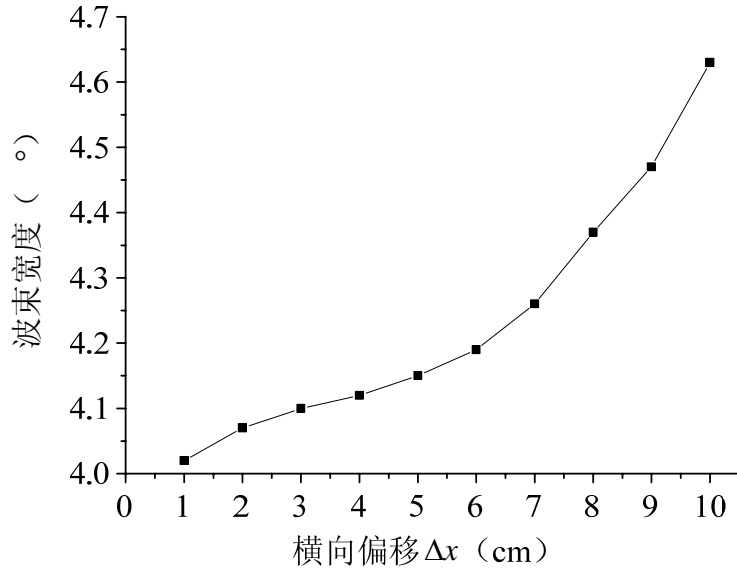
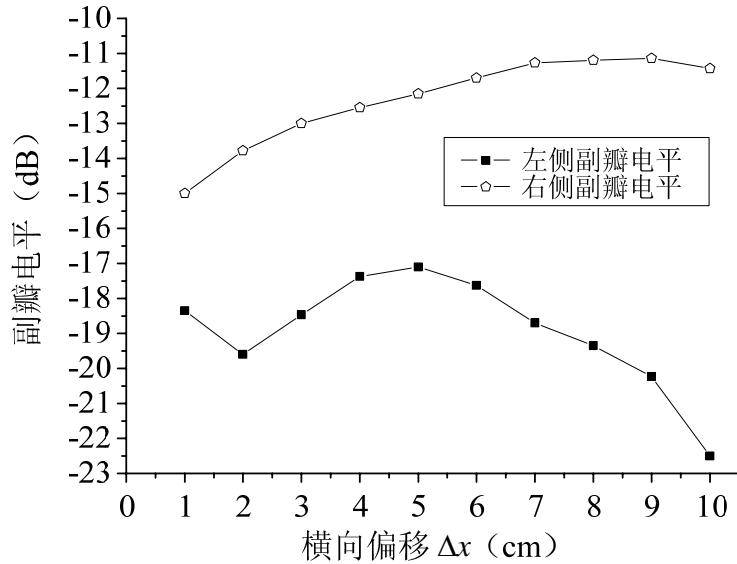
图6-13 等效相位中心点 O_1 点的横向偏离 Δx 实现电扫描

相应的，配置馈源阵列各阵元相位，使馈源阵列口面场分布近似于移动到新位置的点源辐射场在该位置的分布。设等效相位中心 O_1 偏离 Δx 到 O_1^* 处，从左到右给喇叭排序，第 i 个喇叭口面中心点为 $M_i (i=1, 2, \dots, 8)$ ，根据惠更斯-菲涅尔原理，第 i 个喇叭的相位如公式 (6-1) 所示：

$$phase_i = -360 * M_i O_1^* / \lambda \quad (6-1)$$

馈源阵列等效相位中心点 O_1 点的横向偏离 Δx 与天线增益以及波束扫描角之间的关系如图 6-14 和图 6-15 所示：

图6-14 波束水平扫描角与横向偏移 Δx 之间的关系图6-15 天线增益与横向偏移 Δx 之间的关系


 图6-16 波束宽度与横向偏移 Δx 之间的关系

 图6-17 副瓣电平与横向偏移 Δx 之间的关系

由图 6-14 、图 6-15 、图 6-16 和图 6-17 可以看出，当横向偏移 Δx 为 10cm 时，天线的增益下降了 2.65 dB 左右，因此将水平电扫描等效相位中心点的横向偏移 Δx 定为 -10cm ~ 10cm。因此波束的水平电扫描角度范围为 $6.4^\circ \sim -6.4^\circ$ 。

6.3 本章小结

本章研究了线阵反射面天线的波束扫描特性。反射波束在垂直面进行扫描，可以通过垂直转动反射面的机械扫描方法来实现。反射波束在水平面进行扫描，既可以通过水平转动反射面的机械扫描方法，也可以通过改变馈源阵列各阵元相位的电扫描方法来实现。

第七章 阵馈反射面天线的实测

前面几章分别对阵馈反射面天线提出了两种不同的设计方法、并对口径边界形状优化以及波束扫描特性进行了研究。在本章，将会对反射面天线进行机械加工、安装和实测。接下来将会给出实测结果，并与 FEKO 仿真结果进行对比。

7.1 天馈系统各单元

本文设计的线阵偏馈反射面天线系统较为复杂，包括比较多的射频器件，如 8 个 E 面扇形喇叭、1 个一分八功分器、多条射频测试电缆以及 8 个可调移相器。要想获得较为准确的测试数据，需要从系统角度来考虑问题，对每个射频部件的具体性能指标进行讨论，并在最终的测试结果中进行校准。这对保证天线测量结果的准确性是很重要的。

7.1.1 E 面扇形喇叭

本文中所用到的 E 面扇形喇叭的实物如图 7-1 a)所示，中心工作频率为 12.5GHz。喇叭天线包括喇叭体和矩形波导馈线。波导馈线是一段标准 BJ120 矩形金属波导，采用 SMA 同轴接头激励。波导壁厚为 1mm。喇叭材料为铜，内表面镀镍，外表面喷漆。喇叭线阵如图 7-1 b)所示：



图7-1 a)E 面扇形喇叭; b) E 面扇形喇叭线阵

7.1.2 一分八功率分配器

功分器需求指标如下：VSWR<1.5，插入损耗<9（功分损耗）+1.5（其他损耗）dB，不平衡度：<0.5dB，输出端口隔离度：>18dB，接头：SMA-50，外观：外表面喷漆

如图 7-2 所示。实测得到功分器的在此频段内的最大插入损耗为 10dB，驻波比也满足需求。



图7-2 同轴功分器

7.1.3 移相器

移相器各个指标如下，工作频率：12-13GHz，驻波比：VSWR<1.5。相移可调范围：0-360 度，插入损耗：<0.2dB，接头：SMA-50K，外观：外表面喷漆。数量：8 个。实际测量各个移相器的指标基本都满足，只是插入损耗大了一点，由于对移相器的主要参数指标为相移的范围，因此可以采用。如图 7-3 所示：

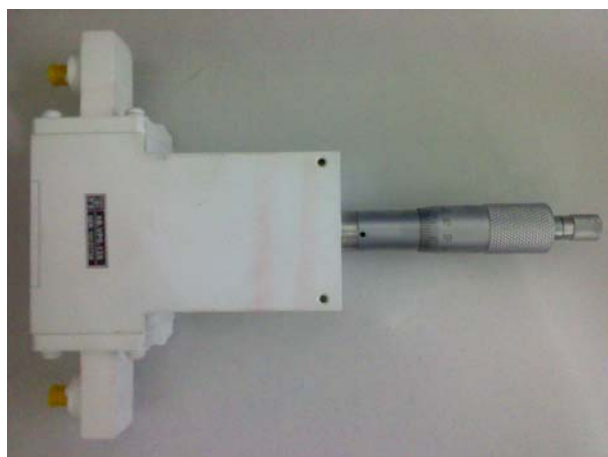


图7-3 移相器

7.1.4 射频电缆

测试电缆存在插入损耗和相位偏移，这些都必须最终测量结果中加以校准。而且还有考虑测试电缆的幅度稳定性，通常采用柔性测试电缆，即编织电缆，这种电缆在多次弯曲还能保持性能，保持在弯曲条件下幅度和相位的稳定，是一种“测试级”的电缆，如图 7-4 所示：



图7-4 射频测试电缆

7.1.5 反射面的机械结构

反射面天线结构的设计不同于一般的工程设计，要求天线结构在各种风载荷和重力载荷的作用下不破坏，其反射面精度（即反射面保持理论曲面的程度）达到所提出的指标要求，从而保证天线的工作性能。在此前提下，尽量合理地选择结构形式，材料规格，使其满足电性能要求；天线重量轻而又具有足够的强度和刚度，能适应各种环境条件，同时便于制造、运输和架设。

根据电气特性和使用环境的要求不同，反射面有四种型式：实体反射面；实体上打孔反射面；网状反射面；栅条反射面。应根据电性能和机械性能的要求选择反射面的型式。实体反射面电性能好，反射效率高，但风阻大，重量大。频率为 10GHz（波长为 3cm）以上波段多采用实体反射面。如卫星地面站天线、射电天文等。其余三种反射面重量和风阻都小，频率为 6GHz（波长为 5cm）以下的波段有时为了抗风力可做成网状，但会漏过一些功率，因而对孔的尺寸、网格尺寸和栅条间隔有一定限制。本文设计的反射面天线中心工作频率为 12.5GHz，故采用实体结构，由铝板加工成形。由于本文设计的反射面是小口径，因此采用薄壳结构，并且适当加一些加强筋。加强筋采用辐射状结构，由若干条辐射梁和环组成。如图 7-5 所示：

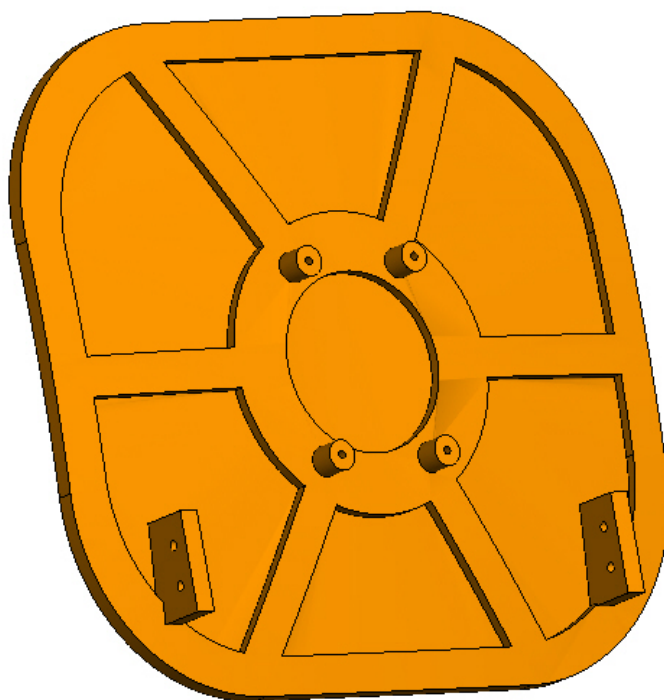


图7-5 反射面机械结构

反射面骨架指位于反射面和转盘台面之间的承力结构，具有承上启下的功能，支撑、定位反射面，传递外载荷，并带动整个天线做回转扫描。反射面骨架在天线扫描或转动时必须使形变造成的辐射性能的下降最小，因此需要满足一定的强度要求。如图 7-6 所示：

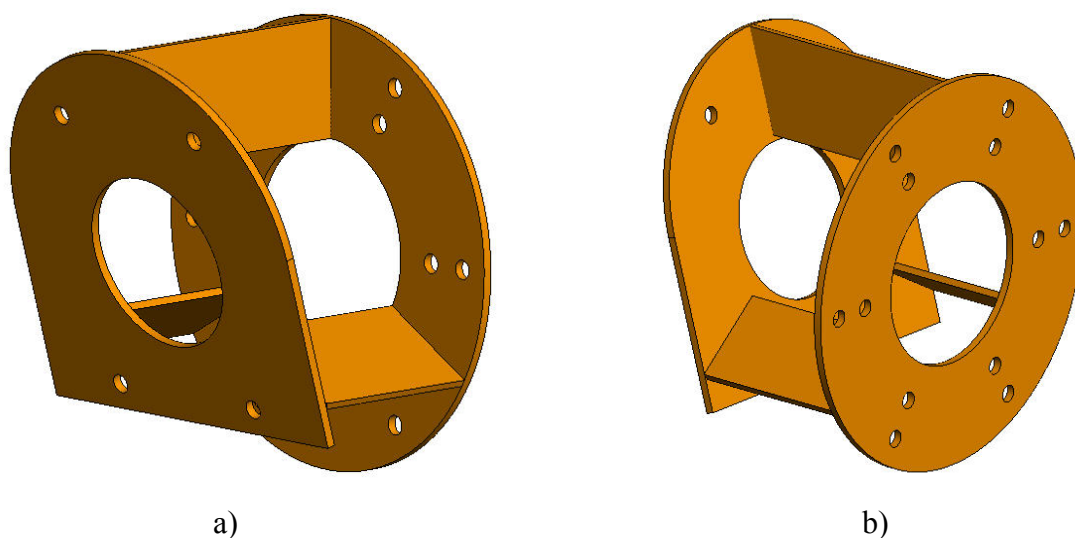


图7-6 反射面骨架: a) 左视图; b)右视图

7.1.6 整体反射面天线的架构

整体反射面天线的架构如图 7-7 所示。

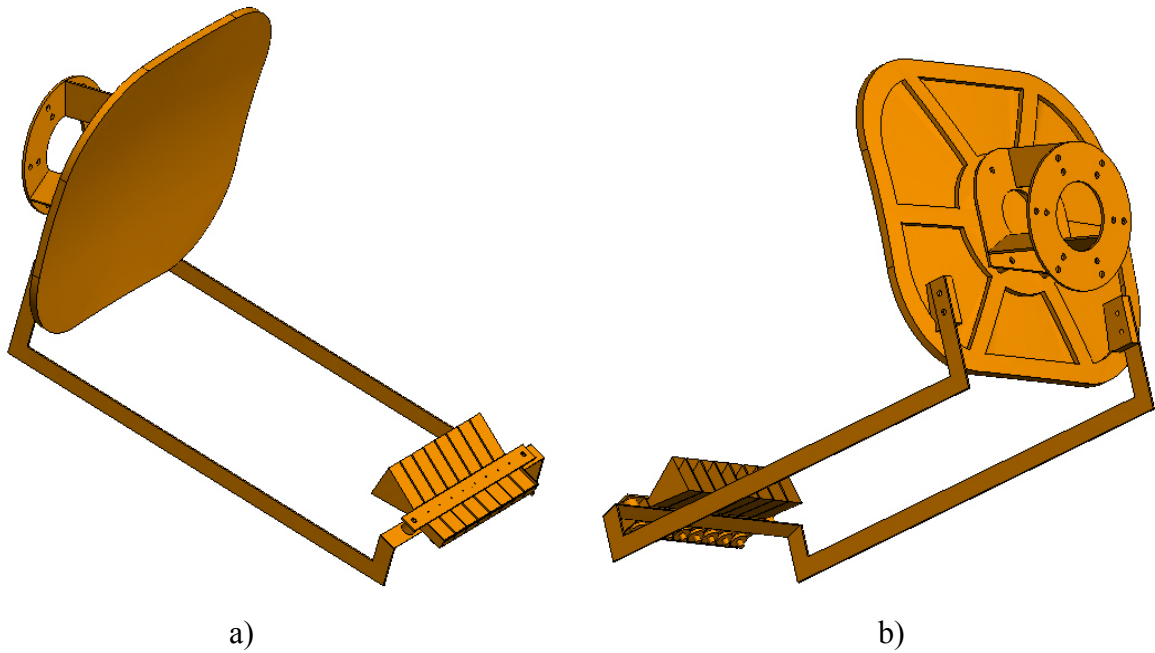


图7-7 整体反射面天线的架构: a) 左视图; b)右视图

7.2 实测结果

喇叭的相位通过移相器进行设置，最终得到从功分器到喇叭口面上的相移如表 7-1 所示。以功分器 1 端口为参考。

表 7-1 移相器与各个喇叭之间的相位配置

功分器端口	喇叭编号	功分器到喇叭口面相移 ($^{\circ}$)
1	101004	0
2	101003	48.9
3	101007	81.5
4	101010	97.8
5	101008	97.8
6	101009	81.5
7	101001	48.9
8	101006	0

采用华南理工大学天线远场测试系统进行测量，测试框架图如图 7-8 所示，实物图如图 7-9 所示：

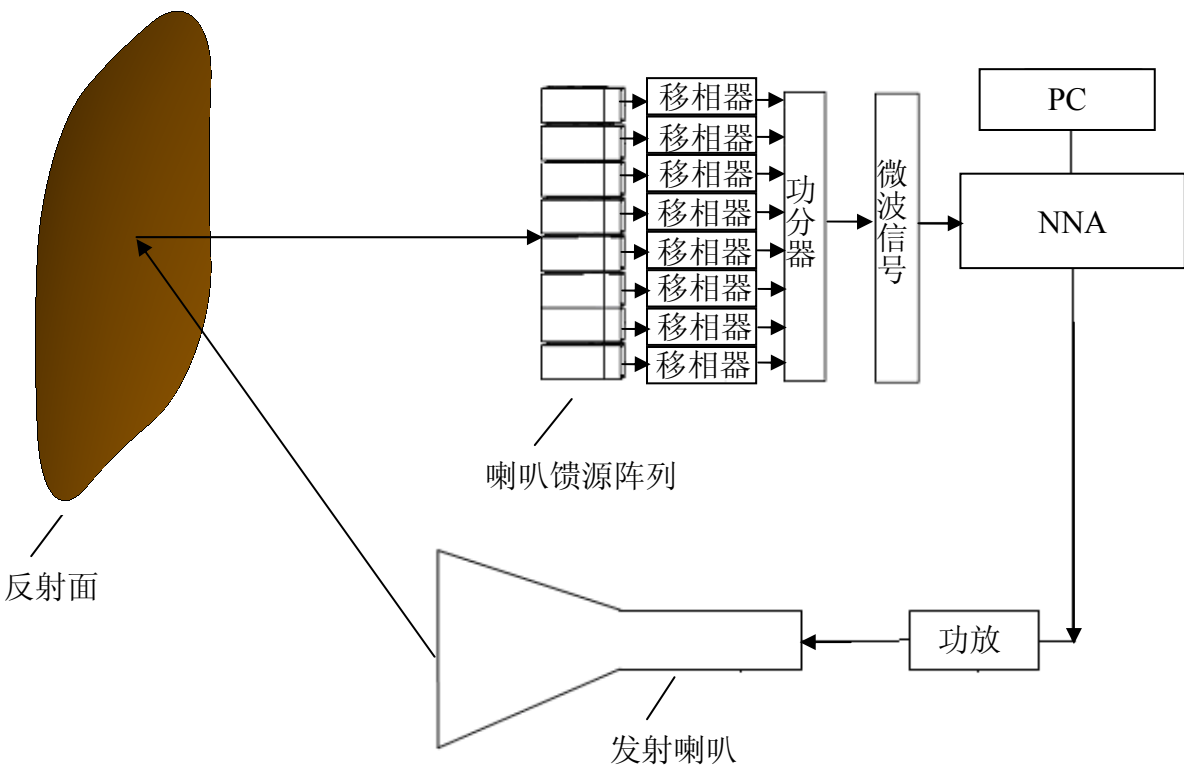


图7-8 线阵反射面天线实测框架图



图7-9 线阵反射面天线实物图

采用高架的测试场，在源天线上采用窄的俯仰波束以减少反射。测试时反射面是作为接收天线，固定在天线转台上。用 PC 中的远场测试软件控制 NNA 发射微波信号，微波信号经由功放到发射喇叭，喇叭发射的电磁波经反射面反射后进入到 E 面扇形喇叭阵列，喇叭接收到的电磁波经由移相器和功分器后进入 NNA。通过天线测试系统的转动，可以测出各个方向上反射面天线所能接收到的来自发射喇叭的微波信号的功率，从而可以测出天线的方向图。将反射面替换成标准喇叭，测量此时接收喇叭所接收到的功率最大值，通过增益比较法可以测得天线的增益^[59]。

标准喇叭在 12.5GHz 时的增益 $\text{Gain}=22.2\text{dB}$ ，最大接收功率 $\text{Pr}(\text{BJ}) = -54.38 \text{ dBm}$ ，而 8 个 E 面喇叭组阵反射面空间功率合成天线的最大接收功率 $\text{Pr} = -52.68 \text{ dBm}$ 。同样实测中从功分器到喇叭有一定的损耗，经过测量，增益补偿值为 8dB ，于是此种情况下的实测的天线增益为 31.9dB 。而仿真的天线增益为 31.8865dB 。

反射面天线仿真与实测 E 面方向图和 H 面方向图分别如图 7-10 和图 7-11 所示。

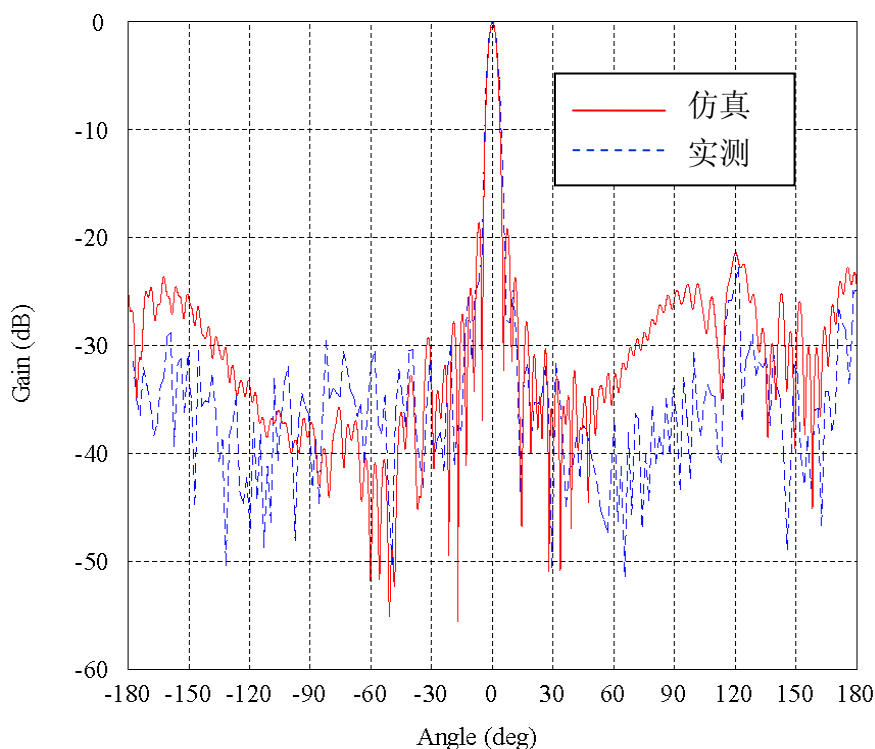


图7-10 反射面天线 E 面归一化方向图仿真与实测结果比较

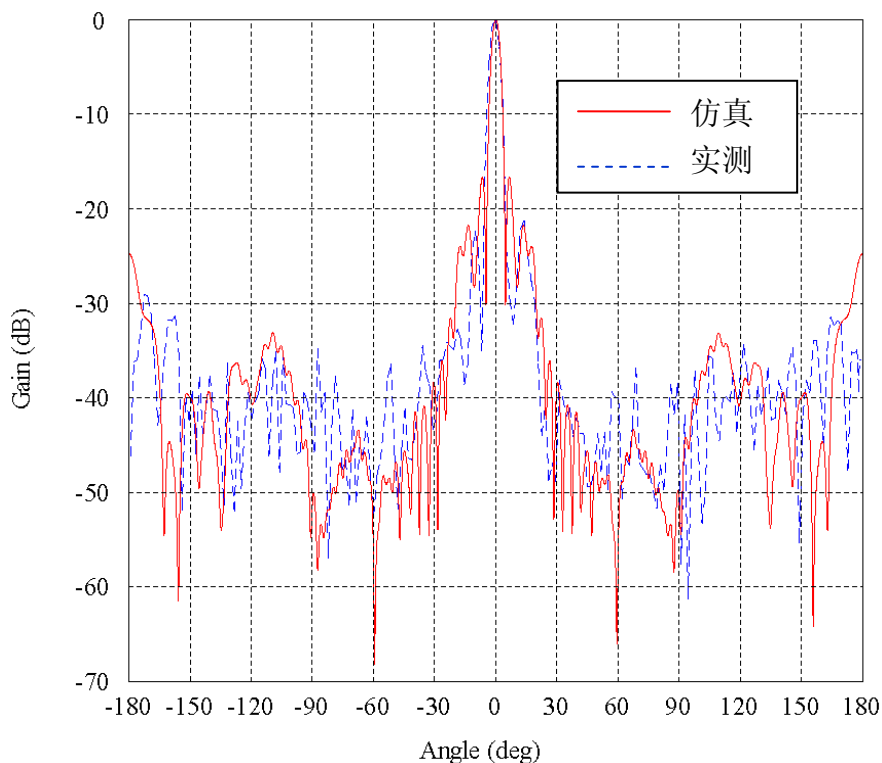


图7-11 反射面天线 H 面归一化方向图仿真与实测结果比较

由图中可以看到，反射面天线的实测结果与仿真结果基本符合，方向性图形状基本一致。

7.3 本章小结

本章基于前面几章的分析，对边界优化后的反射面天线进行了实测，并将反射面天线的实测结果与仿真结果进行了比较。从结果中可以看到，实测结果同仿真结果也吻合得比较好。通过实测，我们验证了基于 NURBS 设计的反射面天线这一新型设计方法的优越性和可行性。

总结与展望

阵馈反射面天线是空间功率合成系统的重要组成部分，本文围绕功率合成这一目标，提出了两种新型的反射面天线的设计方法：曲率矩阵原理和 NURBS 技术，并进行了比较系统和全面的研究，总结出在大尺寸馈源阵列下反射面的设计方法，并且对反射面天线与馈源阵列的配置技术进行研究，找到馈源阵列相位的配置的方法，同时研究反射面口径边界形状对口径效率的影响、反射面天线的波束扫描特性以及反射面天线的机械结构设计、安装和实测。研究所得到的数据可以为反射面天线技术在空间功率合成中的应用提供有价值的参考。

本论文主要完成以下的工作：

一、大尺寸馈源阵列辐射的电磁波是象散波，必须采用象散反射面与之匹配。最佳象散反射面的设计是实现阵馈反射面空间功率合成天线的关键。本文提出了一套基于曲率矩阵原理的阵馈反射面天线设计方法。并以某工程项目为例，研究了 8 路喇叭线阵反射面天线的设计，验证基于曲率矩阵原理设计阵馈反射面的方法的可行性和优越性。这是本文的一个重要创新点。

二、NURBS 技术是曲线曲面造型的一种方法。基于 NURBS 建模的曲面能通过改变控制点来优化曲面的形状。本文研究了 NURBS 建模方法在空间功率合成天线中的应用，给出了反射面的 NURBS 表示方法，并结合遗传算法，以控制点位置为优化变量，优化反射面形状，实现空间功率合成。这是本文的另一个重要创新点。

三、对于矩形口径边界，在边角处的照射会比较弱，截去这部分可以提高反射面天线的口径效率。本文对反射面口径边界形状进行了优化，包括圆角矩形口径边界和超二次方程口径边界，得到了口径效率最高时反射面口径边界形状。

四、本文对反射面天线的波束扫描特性进行了研究，包括机械扫描和电扫描，得到了在不同的波束扫描方法下波束扫描角、天线增益、波束宽度和副瓣电平的变化曲线。

五、反射面天线的结构设计不同于一般的天线结构设计，需要同时满足电气性能和机械性能。合理的机械结构设计能保证反射面天线不发生变形。本文对基于 NURBS 技术设计的反射面天线在最佳口径边界时的模型进行了机械加工，安装和实测，同时也对整个天线系统的其它射频部件进行了简单介绍。实测结果与仿真结果吻合，证明了 NURBS 技术在空间功率合成反射面天线中的应用所具有的优越性。

本文尽管完成了相关课题的研究工作，但由于时间关系，仍存在许多问题有待于进

一步研究，概括起来，有以下三点：

1、本文提出的两种以大尺寸天线阵列作馈源的反射面设计方法对于面阵馈源是适用的。但是由于实验条件的限制，只研究了线阵馈源的情况。面阵馈源系统比线阵馈源系统复杂，阵元的排列方式、阵面形状以及阵元间距都对阵馈反射面空间功率合成天线的性能有影响。在面阵情况下，如何确定最优的阵元的排列方式、阵面形状以及阵元间距，还需作进一步的研究。

2、在第四章基于 NURBS 技术的反射面天线设计中，为了研究方便，本文以第三章所设计的线阵反射面天线为基础，仅仅对反射面的形状进行优化，而没有把馈源阵列各阵元的激励（相位）一起综合考虑。如果把各阵元的相位也一起优化的话，会增加优化的变量个数，优化的工作量会大大增加。找到一种折中的方法，既可以减少优化的工作量，又可以将反射面优化与馈源的相位配置综合起来，是下一步需要进行的工作。

3、本文以 E 面喇叭作为反射面天线的馈电单元，研究了反射面天线的设计和分析。但在实际应用中，反射面天线的馈电单元还经常采用螺旋天线和微带天线等形式，特别是微带天线，具有体积小，重量轻，馈电方便等优点，成为近年来研究的热点。因此，反射面天线的馈源及其馈电网络的设计是一个十分有意义的研究课题，对这方面的详细研究还有待在下一步工作中进行。

参考文献

- [1] E. Van Keuren and Dr. J. Knighten. Implications of the High-Power Microwave Weapon Threat in Electronic System Design [A]. Proceedings of 1991 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility[C]. USA, 1991: 370-371.
- [2] E. Van Keuren and Dr. J. Knighten. Use of High Power Microwave Weapons [A]. Institute of Electrical and Electronics Engineers 29th Annual 1995 International Camahan Conference[C]. USA, 1995: 482-491
- [3] Th. H. G. G. Weise, M. Jung, D. Langhans and M. Gowin. Overview of Directed Energy Weapon Developments [A]. 12th Symposium on Electromagnetic Launch Technology[C]. Germany, 2004: 483-489.
- [4] Schamiloglu, E.. High power microwave sources and applications [J]. Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International, 2004, 2: 1001-1004
- [5] R. M. Davis, C.-C. Cha, S. G. Kamak and A. Sadigh. A scanning reflector using an off-axis space-fed phased-array feed [J]. IEEE Trans. on AP, 1991, 39(3): 391-400
- [6] A. R. Cherrette, R. J. Acosta, P. T. Lam and S.-W. Lee. Compensation of reflector antenna surface distortion using an array feed [J]. IEEE Trans. on AP, 1989, 37(8): 966-978
- [7] K. Hariu, H. Tsunoda, Y. Kawakami and T. Noguchi. Pattern correction in large deployable reflector antennas with phased array feed [J]. Proc. IEEE AP-S Int. Symp., 1997, 2: 844-847
- [8] K. Ueno. Properties of a large scale multibeam antenna using a phased array fed reflector with radially aligned elements [A]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE[C]. 1999: 2298-2301
- [9] A. Kumar. An array fed dual reflector antenna at 36 GHz [A]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 1989. AP-S. Digest[C]. 1989: 1590-1593
- [10] Rahmat-Samii Y, Duan D, Giri D, et al. Canonical examples of reflector antennas for high-power microwave applications [J]. IEEE Trans Electromagnetic Compatibility, 1992, 34(3): 197-205
- [11] D. C. Chang, C. I. Hung, C.-N. Hu, H.-J. Chen, C.-C. Ho and K. T. Ho. Sidelobes cancellation in an offset reflector antenna system using a linear phased array feed [A]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 1993. AP-S. Digest[C]. 1993: 1897-1900
- [12] D. C. Chang, C.-N. Hu, C. I. Hung and K. T. Ho. Pattern synthesis of the offset

- reflector antenna system with less complicated phased array feed [J]. IEEE Trans. on AP, 1994, 42 (2): 240-245
- [13] B. Toland, W. C. Wong, Design of a Spatial Power Combining Array Feed for a Satellite Cross Link Terminal [A]. Proceedings on 1998 IEEE Aerospace Conference[C]. 1998, 3: 431-439
- [14] Kenneth W. Brown. Efficient array-fed reflector antenna [A]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE [C]. 2000, 2: 822-825
- [15] Amir I. Zaghloul and Benjamin A. Pontano. Hybrid Reflector-Array Antenna Concept [A]. Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE [C]. 2006, 4311-4314
- [16] R. L. Haupt. Calibration of cylindrical reflector antennas with linear phased array feeds [J]. IEEE Trans. on AP, 2008, 56 (2): 593 -596
- [17] 张家宗, 蒋志华, 洪伟, 陈忆元, 朱晓维. 有源微带天线阵列的实验研究[J]. 电波科学学报, 1995, 10(1、2): 144-147
- [18] 褚庆昕, 艾宝强, 雷振亚. 有源集成天线阵的功率合成和波束扫描[J]. 电子学报, 2005, 33(11): 1952-1954
- [19] 钟哲夫. 阵列馈源偏置抛物面天线合成高功率微波的研究[J]. 强激光与粒子束, 2003, 15(5): 467-470
- [20] 江志浩, 蔡德荣, 王孜. 空间功率合成技术的合成效率问题研究[J]. 无线电通信技术, 2008, 34(2): 54-56
- [21] 李丹, 于小红. 高功率微波空间功率合成效率分析[J]. 航天电子对抗, 2011, 27(6): 23-25
- [22] 黄巍, 侯立锋. 实时相位校准实现空间功率合成[J]. 无线电工程, 2010, 40(9): 34-37
- [23] 路通. 空间功率合成中天线阵列的应用研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2009
- [24] 赵荣, 侯德亭, 郭杰, 陈勇. 高功率微波空间功率合成方法研究[J]. 信息工程大学学报, 2007, 8(4): 443-445
- [25] 作国锋, 胡捍英, 李兆训. 一种基于空间功率合成的分布式卫星对抗技术[J]. 电子信息对抗技术, 2009, 24(4): 54-56
- [26] 刘思阔, 王晶, 李鹏. 空间对抗中的功率合成技术[J]. 电子信息对抗技术, 2008, 23(2): 38-41
- [27] 张嘉焱, 舒挺, 袁成卫. 高功率微波空间功率合成的初步研究[J]. 强激光与粒子束, 2007, 19(6): 915-918

- [28] 章宇兵, 张浩, 廖桂生. 任意分散布阵短波通信干扰机空间功率合成技术[J]. 西安电子科技大学学报, 2006, 33(1): 150-155
- [29] 武锦, 欧阳思华, 阎跃鹏, 刘新宇. 空间功率合成模块中鳍状天线阵的分析和设计[J]. 红外与毫米波学报, 2008, 27(2): 157-160
- [30] Zhi-Hui Chen, Guo-Dong Liu and Qing-Xin Chu. A New Method for Analyzing Large Size Parabolic Cylindrical Reflector Antenna [A]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium[C]. 2006: 4421-4424.
- [31] 张荣幸, 谢泽明, 褚庆昕. 偏馈抛物柱面型空间功率合成天线研究[J], 微波学报, 2008, 24(4): 10-14
- [32] 张荣幸, 谢泽明, 褚庆昕. 高增益空间功率合成天线的研究[A]. 中国电子学会微波分会. 2007 年全国微波毫米波会议论文集[C]. 电子工业出版社, 2007: 485-488
- [33] Rong-Xing Zhang, Ze-Ming Xie, Qing-Xin Chu. A New Horn Array Feed for Parabolic Cylindrical Reflector Antenna [A]. 2007 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings[C]. 2007: 1-4
- [34] Xie Ze-ming, Lu Chun-rong. An Improved Array Feed Parabolic Reflector Antenna for Spatial Power Combining [A]. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings[C]. 2009: 2730-2733
- [35] Xiong Shang-shu, Xie Ze-ming, Chu Qing-xin. Parabolic Curved Reflector Antenna for Spatial Power Combining [A]. ICMMT 2010 Proceedings[C]. 2010: 1020-1023
- [36] 李绪益. 微波技术与微波电路[M]. 广州: 华南理工大学出版社, 2007: 360-364
- [37] 魏文元, 宫德明, 陈必森. 天线原理[M]. 国防工业出版社, 1985: 241-294
- [38] R. N. Assaly and L.J. Ricardi. A theoretical study of a mufti-element scanning feed system for a parabolic cylinder [J]. IEEE Trans. on AP, 1966, 14(5): 601-605
- [39] A. W. Rudge and M. J. Withers. New technique for beam steering with fixed parabolic reflector [J]. Proc. IEE, 1971, 118 (7): 857-863.
- [40] B. Podlevskiy and P. Savenko. Synthesis of the contoured variable shape directivity patterns of the hybrid reflector antennas [J]. Electromagnetics, 1998, 14(5): 507-518
- [41] V. Mrstik. Effects of phase and amplitude quantization errors on hybrid phased-array reflector antennas [J]. IEEE Trans. on AP, 1982, 30(6): 1233-1236.
- [42] A. D. Searle and B. S. Westcott. Reflector shaping in hybrid antennas for contoured beams [J]. IEE colloquium on reflector antennas for the 90's, 1992, 1-4.
- [43] A. D. Searle and B.S. Westcott. Hybrid antenna synthesis for reconfigurable contoured

- p>beams [J]. IEE Proc. -Microwaves Antennas and Propagation. 1993, 146(4): 263-268.
- [44] A. Webster. Hybrid arrays: design of reconfigurable aperture-synthesis interferometers [J]. IEE Proc. -Microwaves, Antennas and Propagation, 1999, 146(2): 150-154.
- [45] K. Kim and W. R. Scott. Impulse-radiating antenna with an offset geometry [J], IEEE Trans. on AP, 2005, 53(5): 1738-1744.
- [46] Suzuki, Y., Imaizumi, Y., Mitsugi, J., Ueba, M. Phased array fed reflector antennas with interpolation network for next generation mobile satellite communication systems[C]. Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE.2004:3043- 3046
- [47] Y. Rahmat-Samii, J. Huang, B. Lopez, et al. Advanced precipitation radar antenna: array-fed offset membrane cylindrical reflector antenna[J]. IEEE Trans. on AP., Aug. 2005, 53(8): 2503-2515
- [48] 薛正辉, 李伟明, 任武. 阵列天线分析与综合[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2011: 273-278
- [49] 刘少东. 星载有限电扫描天线[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2005
- [50] 汪茂光. 几何绕射理论[M]. 陕西: 西北电讯工程学院出版社, 1985: 83-93
- [51] Lo, Y. On the beam deviation factor of a parabolic reflector [J]. IEEE Trans. on AP, 8(3): 347-349
- [52] 施法中. 计算机辅助几何设计与非均匀有理B样条GAGD&NURBS [M]. 北京: 高等教育出版社, 2001: 306-455
- [53] Piegl, L. Modifying the shape of rational B-splines, Part 1: curves [J]. Computer-Aided Design, 1989, 21(8): 509-518
- [54] Piegl, L. Modifying the shape of rational B-splines, Part 2: surfaces [J]. Computer-Aided Design, 1989, 21(9): 538-546
- [55] Piegl, L. On NURBS: a survey [J]. IEEE CG&A, 1991, 11(1): 55-71
- [56] 白雪. 混合天线基于实数编码遗传算法的方向图优化[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2010
- [57] Warren L.Stutzman, Gary A.Thiele. 天线理论与设计[M]. 第二版. 朱守正, 安同一. 北京: 人民邮电出版社, 2006: 563-565
- [58] D.W. Duan and Y. Rahmat-Samii. Reflector antennas with superquadric aperture boundaries [J]. IEEE Trans. on AP, 1993, 41(8): 1164-1167
- [59] 熊尚书. 用于空间功率合成的抛物曲面天线的研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2011