

卫星阵馈反射面赋形波束天线的一种高效旁瓣抑制方法

张亦希^{1,2},傅君眉¹,汪文秉¹,陈小波¹,张恒伟¹

(1. 西安交通大学微波工程与光通信研究所,陕西西安 710049;2. 陕西烽火通信集团公司,陕西宝鸡 32739)

摘 要: 为了使卫星阵馈反射面赋形波束天线具有尽可能低的旁瓣电平,以降低日益增多干扰的影响,传统的波束赋形方法往往需要对约束点的数量和位置进行反复调整,故非常烦琐. 因此本文在阵馈反射面天线的频域方向性相乘原理的基础上,提出了一种高效的旁瓣抑制方法,即在计算最佳激励系数时使用宽度较窄的点波束,而在计算赋形波束方向图时使用实际的点波束. 由于这种方法通常只需要对少量约束点的位置进行调整,所以它可以高效地获得低旁瓣电平、高精度的赋形波束.

关键词: 卫星通信; 赋形波束; 阵馈反射面天线; 旁瓣抑制

中图分类号: TN822 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 03-0572-04

An Efficient Approach for Reducing the Side Lobe Levels of Array-Fed Reflector Satellite Shaped-Beam Antennas

ZHANG Yi-xi^{1,2}, FU Jun-mei¹, WANG Wen-bing¹, CHEN Xiao-bo¹, ZHANG Heng-wei¹

(1. The Institute of Microwave and Optical Communication, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China;

2. Shaanxi Fenghuo Telecommunication Group Corp., Baoji, Shaanxi 32739, China)

Abstract: To decrease the ever-increasing interferences from adjacent satellites, array-fed reflector satellite shaped-beam antennas are always required to produce as low sidelobe levels as possible. However, it is often difficult to realize this requirement for traditional beamshaping methods, for which often suffer from repeated adjustment of the number and the locations of constraints before satisfactory results are obtained. Thus in this paper, based on the frequency-domain principle of pattern multiplication, an efficient approach is presented for array-fed reflector antennas, which can realize good sidelobe performance simply by using relatively narrower spot beams in the calculation of the optimal excitations but actual spot beams for the radiation patterns of the antenna. Since this approach only need adjust the locations of a few constraints, it can efficiently give shaped beams with satisfactory sidelobe levels.

Key words: satellite communication; shaped beam; array-fed reflector antennas; sidelobe reduction

1 引言

随着技术的不断发展,越来越多的通信卫星采用了赋形波束天线(Shaped-Beam Antennas)技术^[1~3]. 它与传统的天线技术不同,可以只在指定的、任意形状的服务区域内(如:在中国境内)具有较高的增益,而在此区域以外则增益很低,因此它就可以有效地减小来自邻近卫星通信系统的干扰,提高卫星轨道资源和频率资源的利用率.

卫星赋形波束天线主要有赋形反射面天线(Shaped Reflector Antennas)、平面相控阵天线(Planar Phased-Array Antennas)和阵馈反射面天线(Array-Fed Reflector Antennas)等三种形式. 目前阵馈反射面天线应用得较为广

泛,它主要由一个反射面天线、一个馈元阵以及一个波束成形网络组成. 馈元阵一般放在反射面天线的焦平面上,产生的波经过反射面的反射会在远场区形成一组形状近似相同、均匀分布的点波束. 波束成形网络则通过调整各个馈元的激励系数,来对这些点波束进行加权、组合、叠加,从而形成一个只覆盖指定服务区域的赋形波束^[4,5].

虽然目前已有不少学者提出了许多有效的阵馈反射面天线波束赋形方法,如:最小 p 乘法^[6]、最小最大法^[7]和LCMV方法^[8]等等,这些方法都可以在给定天线目标方向图的情况下,找到一组最佳的馈元激励系数,使天线的实际方向图在某些选定的方向(即约束点)上与目标方向图间的误差最小,但为了减小日益增多、来

收稿日期:2005-11-25;修回日期:2006-11-05

自邻近卫星通信系统的干扰,获得尽可能低的旁瓣电平,这些传统的波束赋形方法往往需要对约束点的数量和位置进行反复调整,尤其是在点波束间有较大重叠时,由于需要的约束点较多,所以此时对旁瓣电平进行抑制往往变得非常困难.因此本文提出了一种基于频域方向性相乘原理^[9]、高效的旁瓣抑制方法,即首先使用一组波束宽度相对较窄的点波束,利用已有的赋形方法来计算最佳激励系数,然后再使用相对较宽的实际点波束来计算赋形波束的方向图.由于点波束在宽度较小时,相互间的重叠较小,需要的约束点数量也就较少,所以使用本文提出的这种方法就可以容易地获得低旁瓣电平的赋形波束.最后的仿真计算结果也证明这种方法有效性和优越性.

2 理论分析

2.1 卫星阵馈反射面赋形波束天线的数学模型

假设卫星阵馈反射面赋形波束天线的馈元阵共有 N 个馈元,且当第 n 个馈元的激励系数为 1,其它馈元的激励系数全部为零时,天线产生的远区场为 $f_n(x_1, x_2)$,则当 N 个馈元的激励系数分别为 $w_n(n = 1, 2, \dots, N)$ 时,天线所产生的合成场 $f(x_1, x_2)$ 为

$$f(x_1, x_2) = \sum_{n=1}^N w_n \cdot f_n(x_1, x_2) \quad (1)$$

式中 x_1, x_2 分别为观察点的方位角和俯仰角. $f_n(x_1, x_2)$ 在天线几何结构已知的条件下,可用物理光学法来确定^[10,11].由式(1)可见,通过调整各馈元的激励系数,可以改变天线的方向图.

对阵馈反射面天线进行波束赋形,就是要在天线期望场已知的情况下,求一组最佳激励系数,以使天线的实际远区场与期望场间的误差最小.因此阵馈反射面天线的波束赋形问题可以用数学方法表示为

$$\min_{w_n} E \quad (2)$$

$$E = |e(x_1, x_2)| \quad (3)$$

$$e(x_1, x_2) = f_d(x_1, x_2) - f(x_1, x_2) \quad (4)$$

式中 $f_d(x_1, x_2)$ 为天线的期望场; $|\cdot|$ 表示矢量的模值; \cdot 表示函数的范数.赋形误差 E 的定义方法及最小值求法的不同,就形成了不同的波束赋形方法,但目前较为常用的波束赋形方法,如:最小 p 乘法^[6]、最小最大法^[7]和 LCMV 方法^[8]等,一般都使天线的实际远区场在某些选定的方向(即约束点)上与期望场间的误差尽可能地小.

2.2 频域方向性相乘原理

假设天线馈元阵的各馈元分布在一个正四边形网格的各个节点上,则根据物理光学原理,天线产生的各点波束也近似等间隔均匀分布在一个正四边形网格

上,如图 1 中所示.于是我们可以以视轴为坐标原点,建立如图 1 中所示的直角坐标系,若把相邻两点波束分别在 x_1, x_2 轴上的波束间隔记为 Δ_1, Δ_2 ,则任意点波束中心的坐标可表示为 $(n_1 \Delta_1, n_2 \Delta_2)$,其中 n_1, n_2 为整数.因此各点波束所对应的激励系数就可表示为一个二维空域序列,记作 $w(n_1, n_2)$.若各点波束的形状近似相同且无交叉极化分量,则有

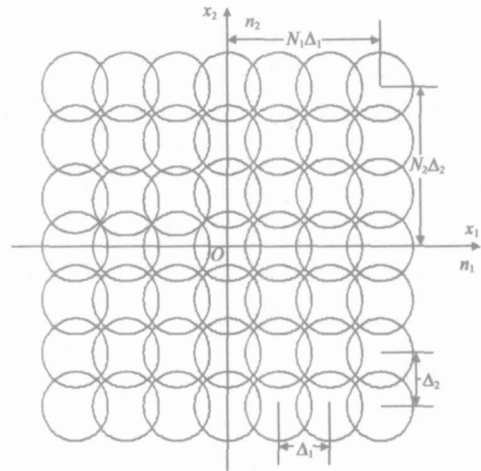


图 1 阵馈反射天线的点波束分布

$$f(x_1, x_2) = \sum_{n_1=-N_1}^{N_1} \sum_{n_2=-N_2}^{N_2} w(n_1, n_2) \cdot f_0(x_1 - n_1 \Delta_1, x_2 - n_2 \Delta_2) \quad (5)$$

式中 $f_0(x_1, x_2)$ 为波束中心在视轴上点波束的远区场.对式(5)两边同时作二维连续傅立叶变换,则有

$$F(\omega_1, \omega_2) = W(\omega_1, \omega_2) \cdot F_0(\omega_1, \omega_2) \quad (6)$$

式中 $F(\omega_1, \omega_2)$ 和 $F_0(\omega_1, \omega_2)$ 分别为 $f(x_1, x_2)$ 和 $f_0(x_1, x_2)$ 的二维连续傅立叶变换,即

$$F(\omega_1, \omega_2) = \iint f(x_1, x_2) e^{-j(\omega_1 x_1 + \omega_2 x_2)} dx_1 dx_2 \quad (7)$$

$$F_0(\omega_1, \omega_2) = \iint f_0(x_1, x_2) e^{-j(\omega_1 x_1 + \omega_2 x_2)} dx_1 dx_2 \quad (8)$$

式中 ω_1 和 ω_2 为连续角频率. $W(\omega_1, \omega_2)$ 则是二维序列 $w(n_1, n_2)$ 的二维离散傅立叶变换

$$W(\omega_1, \omega_2) = \sum_{n_1=-N_1}^{N_1} \sum_{n_2=-N_2}^{N_2} w(n_1, n_2) e^{-j(\omega_1 n_1 \Delta_1 + \omega_2 n_2 \Delta_2)} \quad (9)$$

式中 ω_1, ω_2 为离散角频率.由式(6)可见,阵馈反射面天线合成场的二维连续傅立叶变换就等于激励系数序列的二维离散傅立叶变换和点波束远区场的二维连续傅立叶变换的乘积.若把 $F_0(\omega_1, \omega_2)$ 看成是频域的单元因子, $W(\omega_1, \omega_2)$ 是频域的阵因子,则阵馈反射面天线在频域满足方向性相乘原理^[9].

2.4 旁瓣抑制方法

由式(5)可见,赋形波束的远区场在空域可以看成是由二维序列 $w(n_1, n_2)$ 以 $f_0(x_1, x_2)$ 为内插函数,内插

而得的二维连续函数; 而由式(6), 赋形波束远区场在频域则可以看成是 $w(n_1, n_2)$ 经过一个以 $F_0(x_1, x_2)$ 为频率响应的内插低通滤波器的输出响应^[9]. 由于赋形波束的旁瓣表现为不规则的起伏, 故它实际上是一个二维高频振荡信号, 而主瓣由于变化缓慢, 所以它是一个二维低频信号. 因此, 减小内插低通滤波器的带宽, 也即增大点波束的宽度可以使赋形波束中的旁瓣得到衰减和抑止. 所以, 我们就可以在计算最佳激励系数时使用相对较窄的点波束, 之后则使用相对较宽的实际点波束来合成低旁瓣电平的赋形波束.

过去当阵馈反射面天线的赋形波束出现较高的旁瓣电平时, 天线设计人员往往需要通过反复调整约束点的数量和位置, 来对旁瓣电平进行抑制, 所以非常繁琐. 而本文提出的旁瓣抑制方法由于在计算最佳激励系数时使用较窄的点波束, 一般用较少的约束点就可以容易地获得较低的旁瓣电平.

3 仿真计算

下面以一个服务区域为中国本土的卫星阵馈反射面赋形波束天线为例, 来验证这种旁瓣抑制方法的有效性和优越性.

天线选用旋转对称抛物面天线作为反射面天线, 工作频率为 6GHz, 其直径为 60λ (λ 为工作波长), 焦距为 60λ . 馈元阵有 61 个馈元, 均匀分布在一个正六边形网格上, 馈元间的间隔为 0.85λ , 所有馈元产生的场均为线极化场, 且 E 面和 H 面内的方向图均为 $\cos^8(\theta)$. 在以上条件下, 天线各点波束的远区场由物理光学法计算得到^[10,11], 此时各点波束的 3dB 直径宽度近似为 1.00° , 均匀分布在一个波束间隔为 0.85° 的正六边形网格上. 若反射面天线的直径增大为 76λ , 其他条件不变, 则点波束的 3dB 直径宽度减小为 0.85° , 而波束间隔不变.

首先在反射面天线的直径为 60λ , 即各点波束的 3dB 直径宽度近似为 1.00° , 波束间隔为 0.85° 时, 直接用 LCMV 方法对阵馈反射面天线进行波束赋形. 由于各点波束间的重叠较大, 赋形波束通常会有较高的旁瓣电平. 不断改变约束点的数量和位置可以对赋形波束的方向图进行调整, 当约束点的数量和位置如图 3 中所示时, 可以得到图 2 中所示的赋形波束. 图 2 中的黑色粗线为中国本土的边界线在卫星(卫星在东经 104° 赤道上空) 视场内的投影, 六根黑色细线则分别为赋形波束的方向图在 -3dB 、 -5dB 、 -10dB 、 -15dB 、 -20dB 和 -30dB 的等高

线. 而在图 3 中, '+' 代表主瓣区域内的约束点, 此处期望场的值为 0dB , 而 'o' 则表示旁瓣区域内的约束点. 由图 2 和图 3 可见, 当反射面天线的直径为 60λ 时, 需要反复调整 30 个约束点的位置才能获得较为满意的赋形结果.

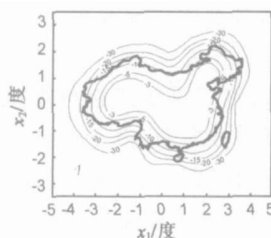


图 2 传统方法得到的赋形波束方向图

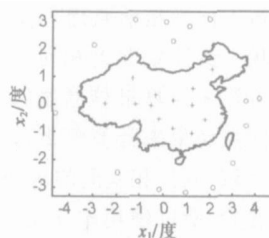


图 3 传统方法约束点的数量和分布

然后用本文提出的方法对同一副天线进行波束赋形. 先使反射面天线的直径变为 76λ , 则此时各点波束的 3dB 直径宽度近似变为 0.85° ; 而波束间隔则仍为 0.85° . 由于各点波束间的重叠较小, 所以用图 6 中所示的 17 个约束点由 LCMV 方法就可以得到图 4 中所示的赋形波束. 然后将反射面天线的直径减小为 60λ , 则可得到图 5 中所示的赋形波束, 即天线实际的方向图.

比较图 2 和 5 可见, 使用传统方法和本文提出的方法所得赋形波束的旁瓣电平都小于 -30dB , 但前者的赋形精度略低于后者. 同时比较图 3 和 6 可见, 传统方法需要反复调整 30 个约束点的位置才能得到较为满意的赋形结果, 而使用本文提出的方法只需要 17 个约束点. 因此使用本文提出的方法可以容易地得到旁瓣电平低、赋形精度好的赋形波束.

比较图 4 和 5 可见, 虽然图 5 中赋形波束的旁瓣电平低于图 4 中的赋形波束, 但前者的赋形精度却低于后者, 这是因为点波束宽度增大后, 内插低通滤波器在滤除旁瓣的同时, 也滤除了主瓣的一部分高频分量. 因此本文提出的这种方法对旁瓣电平的抑制是以赋形精度的降低为代价.

4 结论

由以上分析可见, 根据阵馈反射面天线的频域方向性相乘原理, 可以通过在计算最佳激励系数时使用较窄的点波束, 而在计算天线方向图时使用实际点波

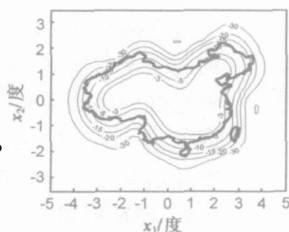


图 4 点波束较小时的赋形波束方向图

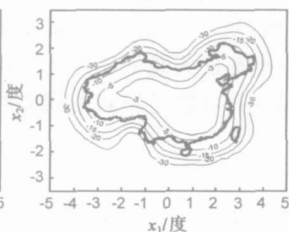


图 5 本文提出方法得到的赋形波束方向图

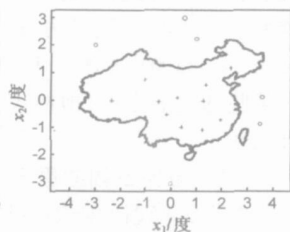


图 6 本文提出方法时约束点的数量和分布

束的方法,使赋形波束的旁瓣电平得到有效的抑制.由于这种方法通常只需要对少量约束点的位置进行调整,所以它可以高效地获得低旁瓣电平、高精度的赋形波束.

参考文献:

- [1] Roederer A G, Jensen N E, Crone G A E. Some European satellite-antenna developments [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1996, 38(2): 9 - 21.
- [2] Hwang Y. Satellite antennas [J]. Proceedings of IEEE, 1992, 80(1): 183 - 193.
- [3] Zaghoul A I, Hwang Y, Sorbello R M, Assal F T. Advances in multibeam communications satellite antennas [J]. Proceedings of IEEE, 1990, 78(7): 1214 - 1232.
- [4] 张亦希, 傅君眉, 汪文秉. 卫星阵馈反射面多波束天线赋形波束的性能分析 [J]. 电子与信息学报, 2003, 25(4): 536 - 542.
ZHANG Yi-xi, FU Jun-mei, WANG Wen-bing. Performance analysis of shaped beam for multiple-beam antennas with array-fed reflectors [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2003, 25(4): 536 - 542. (in Chinese)
- [5] 张亦希, 傅君眉, 汪文秉. 卫星多波束天线不规则馈元阵形赋形的研究 [J]. 电子学报, 2002, 30(6): 777 - 779.
ZHANG Yi-xi, FU Jun-mei, WANG Wen-bing. Research on pattern synthesis for irregular feed array configuration in satellite multiple-beam antennas [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(6): 777 - 779. (in Chinese)
- [6] Patel P D, Chan K K. Optimization of contoured beams for satellite antennas [J]. IEE Proc - Microwave, Optics and Antenna, 1985, 132(6): 400 - 406.
- [7] Klein C A. Design of shaped-beam antennas through minimax gain optimization [J]. IEEE Trans Antenna and Propagation, 1984, 32(9): 963 - 968.
- [8] 张亦希, 傅君眉, 汪文秉. LCMV 方法在卫星多波束天线赋形中的应用 [J]. 电子学报, 2002, 30(3): 332 - 334.
ZHANG Yi-xi, FU Jun-mei, WANG Wen-bing. Application of LCMV algorithm to pattern synthesis for satellite multiple-beam antenna [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(3): 332 - 334. (in Chinese)
- [9] ZHANG Yi-xi, FU Jun-mei, WANG Wen-bing. Frequency-domain principle of pattern multiplication for array-fed reflector antennas [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2004, 14(7): 328 - 330. (in Chinese)
- [10] Imbriale W A, Ingerson P G, Wong W C. Large lateral feed displacements in a paraboloc reflector [J]. IEEE Trans Antenna and Propagation, 1974, 22(6): 742 - 745. (in Chinese)
- [11] Ruze J. Lateral-Feed displacement in a paraboloid [J]. IEEE Trans Antenna and Propagation, 1965, 13(9): 660 - 665.

作者简介:



张亦希 男, 1971 年 6 月出生于西安市, 分别在 2005 年、1999 年和 1993 年获西安交通大学电磁场与微波技术专业博士学位、通信与信息系统专业硕士学位和无线电技术专业学士学位. 现为西安交通大学微波工程与光通信研究所教师, 目前正在陕西烽火通信集团公司从事博士后的研究工作.
E-mail: yxzhang@mail.xjtu.edu.cn

傅君眉 女, 1935 年 1 月出生于上海市, 1953 年毕业于交通大学, 现任西安交通大学微波工程与光通信研究所教授, 博士生导师. 目前主要从事电磁场理论、微波网络、光纤通信、卫星多波束天线、自适应天线的研究. E-mail: jnifu@mail.xjtu.edu.cn