

并行角馈双极化微带天线阵的分析与设计¹

高式昌 钟顺时

(上海大学通信工程系 上海 201800)

摘 要 本文提出利用双端口的并行角馈实现双极化天线,并设计了一种新的双极化馈线网络。综合运用了多端口网络模型、腔模理论、分片法和补片法,给出了各天线单元和双极化馈线网络的理论分析方法。实际设计了一副 6GHz 频段的单层共面的四元天线阵,实测的双端口隔离度达 -50dB,其性能明显优越于通常的单层双极化微带天线阵列。

关键词 微带天线, 天线阵列, 并行角馈, 双极化

中图分类号 TN823

1 引 言

现代卫星通信领域的频谱资源日益紧张,通过采用双极化天线技术,可使它的通信容量增加一倍。城市内的陆地移动通信中则可通过采用双极化天线实现极化分集接收,以抗多径传播现象导致的多径衰落效应。雷达系统和通信的其他领域中也常常需要双极化天线。微带天线本身具有薄、轻和容易制作等优点,利用它来实现双极化阵一直是人们非常关心的问题^[1-4]。通常认为对于微带线双馈的方形贴片天线,只有当两个馈电点分别位于两条垂直边的中点时,才能获得最大的双极化隔离度,其值在 -15dB 到 -20B 左右^[4]。目前国内外较多的双极化微带天线阵亦是基于此原理实现的,但这些双极化阵列的隔离度一般都只有约 -20dB 左右^[1-4]。最近有报道采用双层或更多层的口径耦合结构,利用不同层的天线阵分别实现不同的极化,以实现较高的隔离度,但这种天线阵结构非常复杂,制作比较困难,造价也高^[5]。本文从实用角度出发,研究最简单的单层结构,采用双端口的并行角馈来实现微带天线的双极化,并提出一种新的双极化馈线网络。基于多端口网络模型、腔模理论、分片法和补片法,给出该阵列的天线单元和馈线网络的分析。最后介绍一副 6GHz 频段的 2×2 元阵的设计和测试结果。

2 双极化天线单元

我们采用双端口的并行角馈方形贴片作为双极化天线阵列的单元,如图 1(a) 所示。贴片的两条边长度均为 a , 相对介电常数、基板厚度和馈线宽度分别为 ϵ_r 、 d 和 w 。假定 d 远小于工作波长 λ , 故微带天线的分析可采用平面微波电路的模型。根据分片法,将天线单元分解为 3 块,即块 1、2 和 3,如图 1(b) 所示。由多端口网络模型,各块周围为若干个具有一定宽度的端口紧密排列,相邻块之间通过各个端口互连^[6]。在块 1、2 连接处,称块 1 的各个端口为 p 端口,块 2 边的为 q 端口。在块 2、3 连接处,称块 2、块 3 边的分别为 r 端口、 t 端口。块 2 可视为一正方形块 4 减去两个三角形,即块 5、6,如图 1(c) 所示。在块 2、5 连接处,块 5 边的为 u 端口,块 5 的其余端口称为 g 端口。在块 2、6 的连接

¹ 1998-02-25 收到, 1998-10-22 定稿

国家自然科学基金和电子部 14 所天线与微波技术重点实验室资助项目

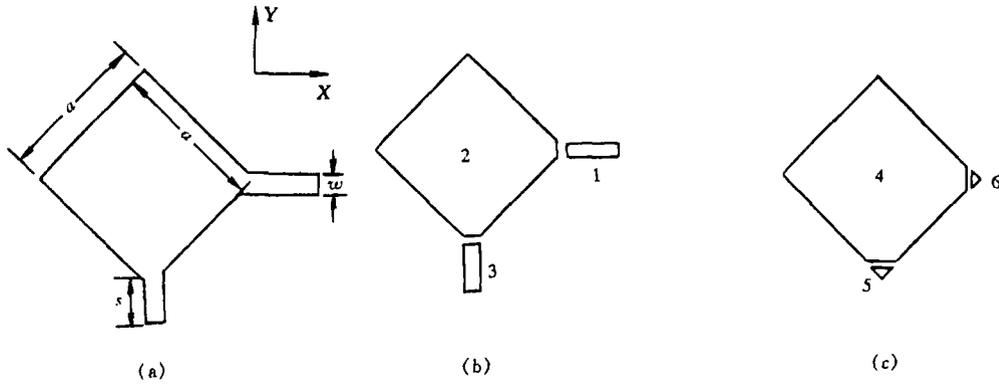


图 1 并行角馈的双极化天线单元

处, 块 6 边的为 e 端口, 块 6 的其余端口为 f . 块 1 和块 3 的两个输出端口分别为端口 v 和 h .

块 1 为长 s 、宽 w 的微带线, 利用微带线的平面波导模型得其格林函数为 [7]

$$G_1(x, y|x_0, y_0) = \frac{j\omega\mu d}{sw} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sigma_m \sigma_n \cos(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_x x_0) \cos(k_y y_0)}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \quad (1)$$

式中

$$k_x = \frac{m\pi}{s}, \quad k_y = \frac{n\pi}{w}, \quad \sigma_i = \begin{cases} 1, & i = 0, \\ 2 & i \neq 0. \end{cases}$$

计算中用 w_{eff} 代替 w , 其具体公式见文献 [7]. 为求块 2, 由补片法, 可先求块 4、5 和 6 的阻抗矩阵. 块 4 为正方形贴片, 由本征展开得格林函数 $G_4(x, y|x_0, y_0)$, 其表达式为上式中 s 和 w 都用 a 代替. 为考虑天线的辐射损耗、表面波损耗等效应, 同时避免多端口网络模型中确定边缘各端口电导的困难, 这里采用了腔模理论中已被实验证明是较成功的做法, 即用 k_{eff} 代替 k . 以 $k = k_0 \sqrt{\epsilon_r(1 - j\text{tg}\delta)}$ 为初值, 用迭代法来确定 k_{eff} , 其具体方法见文献 [3, pp28-31]; 类似地, 为避免多端口网络模型中确定边缘各端口电容的困难, 计算中采用 a_e 代替 a .

$$a_e = a + 0.824d \left(\frac{\epsilon_{re} + 0.3}{\epsilon_{re} - 0.258} \right) \left(\frac{a + 0.264d}{a + 0.8d} \right),$$

ϵ_{re} 为等效相对介电常数. 块 5 为等腰直角三角形, 由其周围切向磁场为零的条件得其格林函数为

$$G_5(x, y|x_0, y_0) = \frac{j\omega\mu d}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sigma_m \sigma_n T(x, y) T(x_0, y_0)}{(m^2 + n^2)\pi^2 - w^2 k^2 / 2}, \quad (2)$$

式中

$$T(x, y) = \cos \frac{\sqrt{2m\pi x}}{w} \cos \frac{\sqrt{2n\pi y}}{w} + (-1)^{m+n} \cos \frac{\sqrt{2n\pi x}}{w} \cos \frac{\sqrt{2m\pi y}}{w}.$$

块 1 上的端口 i 和端口 j 之间的互阻抗为

$$z_{ij} = \frac{1}{w_i w_j} \int_{w_i} \int_{w_j} G_1(s|s_0) ds ds_0, \quad (3)$$

w_i 和 w_j 分别为端口 i 和端口 j 的宽度, ds 和 ds_0 分别为沿端口 i 和 j 的积分。由 (3) 式可求出块 1 的阻抗矩阵

$$[Z^1] = \begin{bmatrix} Z_{vv} & Z_{vp} \\ Z_{pv} & Z_{pp} \end{bmatrix}.$$

类似地, 由 (3) 式求出块 4、块 5 的阻抗矩阵为

$$[Z^4] = \begin{bmatrix} Z_{gg} & Z_{gf} \\ Z_{fg} & Z_{ff} \end{bmatrix}, \quad [Z^5] = \begin{bmatrix} Z_{gg}^5 & Z_{gu}^5 \\ Z_{ug}^5 & Z_{uu}^5 \end{bmatrix}.$$

假定块 2 的阻抗矩阵为

$$[Z^2] = \begin{bmatrix} Z_{qq} & Z_{qr} \\ Z_{rq} & Z_{rr} \end{bmatrix},$$

由于结构的对称性, 块 5 和 6 的阻抗矩阵相同。利用块 2、5、6 间的边界匹配条件, 即切向电场和切向磁场连续, 合并块 2、5、6 的阻抗矩阵, 将其与块 4 的阻抗矩阵等价, 得到块 2 的阻抗矩阵:

$$\left. \begin{aligned} [Z_{rr}] &= [Z_{ug}^5][Z_{gg}^5 - Z_{gg}]^{-1}[Z_{gu}^5] - [Z_{ug}^5][Z_{gf}]^{-1}[Z_{gg}^5 - Z_{ff}][Z_{fg}^5]^{-1}[Z_{gu}^5 - Z_{uu}^5], \\ [Z_{rq}] &= [Z_{rr} + Z_{uu}^5][Z_{gu}^5]^{-1}[Z_{gf}][Z_{gg}^5 - Z_{ff}]^{-1}[Z_{gu}^5], \\ [Z_{qr}] &= [Z_{ug}^5][Z_{gg}^5 - Z_{ff}]^{-1}[Z_{fg}][Z_{ug}^5]^{-1}[Z_{rr} + Z_{uu}^5], \\ [Z_{qq}] &= [Z_{qr}][Z_{rr} + Z_{uu}^5]^{-1}[Z_{rq}] + [Z_{ug}^5][Z_{gg}^5 - Z_{ff}]^{-1}[Z_{gu}^5] - [Z_{uu}^5], \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

由天线结构的对称性, 块 3 的阻抗矩阵与块 1 的阻抗矩阵相等。将块 3 和块 1、2 的阻抗矩阵依次合并, 最后推得两个输出端口 h 和 v 的阻抗矩阵:

$$\left. \begin{aligned} [Z_{vv}^a] &= [Z_{vv}^{1+2}] - [Z_{vr}^{1+2}][Z_{pp} + Z_{rr}^{1+2}]^{-1}[Z_{rv}^{1+2}] \\ [Z_{vh}^a] &= [Z_{vr}^{1+2}][Z_{pp} + Z_{rr}^{1+2}]^{-1}[Z_{pv}], \\ [Z_{hv}^a] &= [Z_{vp}][Z_{pp} + Z_{rr}^{1+2}]^{-1}[Z_{rv}^{1+2}], \\ [Z_{hh}^a] &= [Z_{vv}] - [Z_{vp}][Z_{pp}] + [Z_{rr}^{1+2}]^{-1}[Z_{pv}], \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} [Z_{vv}^{1+2}] &= [Z_{vv}] - [Z_{vp}[Z_{pp} + Z_{qq}]^{-1}[Z_{pv}] \\ [Z_{vr}^{1+2}] &= [Z_{vp}][Z_{pp} + Z_{qq}]^{-1}[Z_{qr}], \\ [Z_{rv}^{1+2}] &= [Z_{rp}][Z_{pp} + Z_{qq}]^{-1}[Z_{pv}], \\ [Z_{rr}^{1+2}] &= [Z_{rr}] - [Z_{rp}[Z_{pp} + Z_{qq}]^{-1}[Z_{qr}]. \end{aligned} \right\}$$

3 双极化天线阵列

本文提出的高隔离度、双极化的微带天线阵如图 2(a) 所示。为分析这样的阵列, 首先将它分解为三块: 块 α (所有的天线单元), 块 β 和块 τ , 分别如图 2(b), 2(c), 2(d) 所示。块 α 为所有离散的天线单元, 块 β 和块 τ 分别为两种极化的馈线网络。令块 α 的各端口分别为 3,4,5,6,7,8,9,10, 块 β 的各端口分别为 11,12,13,14, 块 τ 的各端口分别为 15,16,17,18。

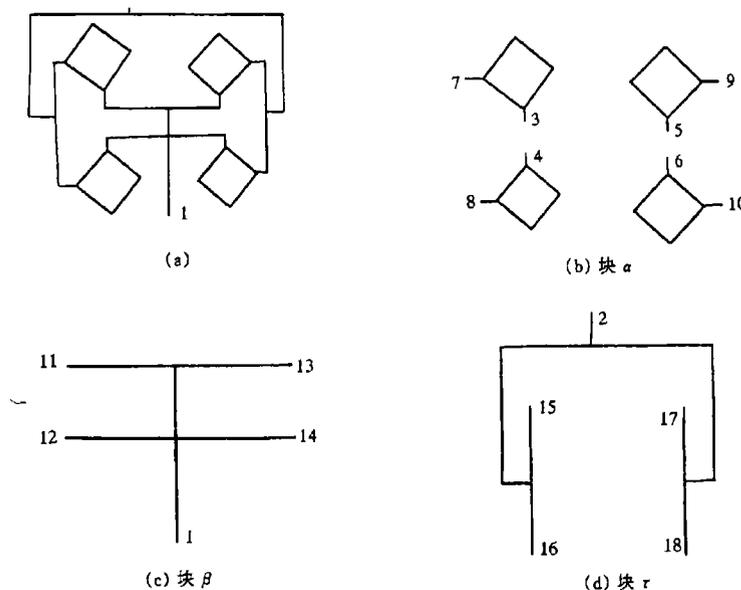


图 2 双极化的微带天线阵及其分块示意图

块 α 的阻抗矩阵可由前面理论求出, 它使各端口的电压矩阵和电流矩阵服从

$$\begin{bmatrix} V_{3-6} \\ V_{7-10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{p1,p1} & Z_{p1,p2} \\ Z_{p2,p1} & Z_{p2,p2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{3-6} \\ I_{7-10} \end{bmatrix},$$

其中 $[V_{3-6}]$, $[I_{3-6}]$ 分别代表端口 3,4,5,6 的电压和电流矩阵, $[V_{7-10}]$, $[I_{7-10}]$ 分别代表端口 7,8,9,10 的电压和电流矩阵。根据分片法, 将两种极化的馈线网络, 即块 β 和块 τ 分解成若干个规则形状的小块, 由各规则块的格林函数分别求其阻抗矩阵, 然后利用相邻块间的连接条件依次合并各阻抗矩阵, 得到块 β 和块 τ 的阻抗矩阵, 使下面关系成立:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_{11-14} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{1,p3} \\ Z_{p3,1} & Z_{p3,p3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_{11-14} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} V_2 \\ V_{15-18} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{22} & Z_{2,p4} \\ Z_{p4,2} & Z_{p4,p4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 \\ I_{15-18} \end{bmatrix}, \end{cases}$$

其中 $[V_{11-14}]$, $[I_{11-14}]$ 分别代表端口 11, 12, 13, 14 的电压和电流矩阵, $[V_{15-18}]$, $[I_{15-18}]$ 分别代表端口 15, 16, 17, 18 的电压和电流矩阵。先合并块 α 和块 β , 利用电压相等、电流和为零的互连条件, 推导得合并后的阻抗矩阵为

$$\left. \begin{cases} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_{7-10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^{\alpha+\beta} & Z_{1,7-10}^{\alpha+\beta} \\ Z_{7-10,1}^{\alpha+\beta} & Z_{7-10,7-10}^{\alpha+\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_{7-10} \end{bmatrix}, \\ Z_{11}^{\alpha+\beta} = [Z_{11}] - [Z_{1,p3}][Z_{p1,p1} + Z_{p3,p3}]^{-1}[Z_{p3,1}], \\ [Z_{1,7-10}^{\alpha+\beta}] = [Z_{1,p3}][Z_{p1,p1} + Z_{p3,p3}]^{-1}[Z_{p1,p2}], \\ [Z_{7-10,1}^{\alpha+\beta}] = [Z_{p2,p1}][Z_{p1,p1} + Z_{p3,p3}]^{-1}[Z_{p3,1}], \\ [Z_{7-10,7-10}^{\alpha+\beta}] = [Z_{p2,p2}] - [Z_{p2,p1}][Z_{p1,p1} + Z_{p3,p3}]^{-1}[Z_{p1,p2}]. \end{cases} \right\} \quad (6)$$

再与块 τ 合并, 最后导出整个双极化天线阵的双端口阻抗矩阵为

$$\left. \begin{cases} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^{\text{array}} & Z_{12}^{\text{array}} \\ Z_{21}^{\text{array}} & Z_{22}^{\text{array}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \\ Z_{11}^{\text{array}} = [Z_{11}^{\alpha+\beta}] - [Z_{1,7-10}^{\alpha+\beta}][Z_{7-10,7-10}^{\alpha+\beta} + Z_{p4,p4}]^{-1}[Z_{7-10,1}^{\alpha+\beta}], \\ Z_{12}^{\text{array}} = [Z_{1,7-10}^{\alpha+\beta}][Z_{7-10,7-10}^{\alpha+\beta} + Z_{p4,p4}]^{-1}[Z_{p4,2}], \\ Z_{21}^{\text{array}} = [Z_{2,p4}][Z_{7-10,7-10}^{\alpha+\beta} + Z_{p4,p4}]^{-1}[Z_{7-10,1}^{\alpha+\beta}], \\ Z_{22}^{\text{array}} = [Z_{22}] - [Z_{2,p4}][Z_{7-10,7-10}^{\alpha+\beta} + Z_{p4,p4}]^{-1}[Z_{p4,2}], \end{cases} \right\} \quad (7)$$

利用与散射参数矩阵的转换关系, 得到隔离度 S_{21} 的表达式为

$$S_{21} = \frac{2Z^{\text{array}}Z_0}{(Z_{11}^{\text{array}} + Z_0)(Z_{22}^{\text{array}} + Z_0) - Z_{21}^{\text{array}}Z_{12}^{\text{array}}}, \quad (8)$$

其中 Z_0 为馈线的特性阻抗。

4 实验结果

我们实际制作的双极化四元微带天线阵见图 3。该天线阵工作于 6GHz 频段, 设计参数为: $a=15.0\text{mm}$, $d=0.8\text{mm}$, $w=0.8\text{mm}$, $\epsilon_r=2.8$ 。在 HP-8510B 网络分析仪上对其进行了测量, 图 4 为两个极化的端口驻波比测量结果。可见实验结果与理论设计较符合, 基本上可以满足工程设计要求。图 5 为双极化端口的隔离度测量结果, 其值达 -50dB , 比通常所能达到的 -20dB 隔离度有较大提高。隔离度的理论计算值与测量值有一些偏差, 产生偏差

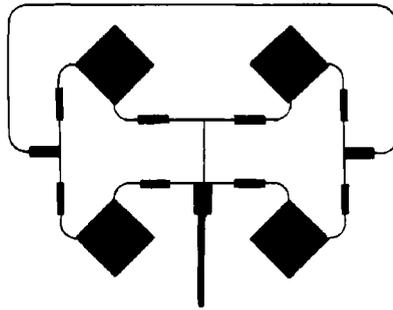


图3 双极化微带天线阵

的主要原因是实际天线的加工误差、微带和同轴线间的转换等的存在以及计算中理论模型的近似性。

5 结束语

本文给出了一副高隔离度、双极化微带天线阵列的理论分析与设计实例。提出了采用双端口的并行角馈来实现微带天线的双极化，并设计出一种新的双极化馈线网络。基于多端口网络模型、腔模理论、分片法和补片法，给出了该阵列的天线单元和馈线网络的分析。实际制作了一副6GHz频段的 2×2 元阵，测试结果表明其双极化的隔离度高达 -50dB 。基于其设计原理，可形成更大规模的高隔离度、双极化的微带天线阵。

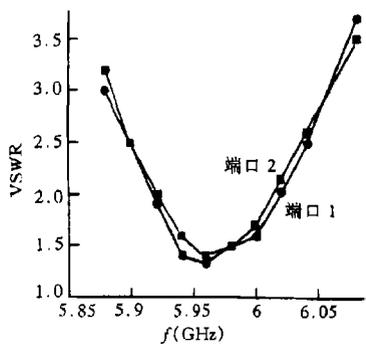


图4 极化端口1、2的驻波比测量结果

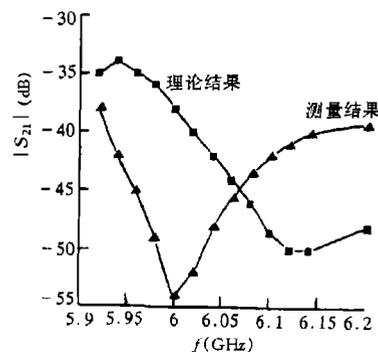


图5 双极化端口的隔离度测量结果

参 考 文 献

- [1] James J R, Hall P S, Wood C. Microstrip antenna theory and design, London: Peter Peregrinus Ltd, 1981, 166-167.
- [2] Tolt L J, Closte J H. Dual polarized linear microstrip patch array, IEEE AP-S Symposium, Blacksburg, VA: June, 1987, 810-813.
- [3] 钟顺时. 微带天线理论与应用, 西安, 西安电子科技大学出版社, 1991, 第一、四章.
- [4] 刘俊. 极化捷变有源微带天线: [硕士论文]. 上海: 上海大学通信工程系, 1998.
- [5] Murakami Y, et al. Slot-coupled self-duplexing array antenna for mobile satellite communication, IEE Proc. Microwave Ant. Propag, 1996, 143(2): 119-123.

- [6] Gupta K C. Multiport network modeling approach for computer-aided design of microstrip patches and arrays, IEEE AP-S Symposium, U.S.A: 1987, 786-789.
- [7] Gupta K C, Garg R, Bahl I J. Microstrip lines and slotlines, Dedham, MA: Artech House, 1979, Chapter 2.

ANALYSIS AND DESIGN OF A DUAL-POLARIZED MICROSTRIP ANTENNA ARRAY WITH PARALLEL CORNER FEEDING

Gao Shichang Zhong Shunshi

(Department of Communication Engineering, Shanghai University, Shanghai 201800)

Abstract In this paper, parallel corner feeding with two ports is proposed to realize the high isolation, dual-polarized microstrip antenna. A novel dual-polarized feedline network is designed for the array. A method of analysis is developed, which is based on the multiport network model, the cavity theory, the segmentation technique and the desegmentation technique. A one-layer coplanar microstrip antenna array at 6GHz band is designed. The measured isolation between two feeding ports reaches -50dB , which is much better than those of one-layer dual-polarized arrays commonly used.

Key words Microstrip antenna, Antenna array, Parallel corner feeding, Dual polarization

高式昌: 男, 1972年生, 博士生, 研究方向为有源微带天线阵列和计算电磁学等.

钟顺时: 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为天线、电磁兼容和电磁场理论等.