

一种具有加减信道的低旁瓣微带天线阵

恽小华, 陈春红, 孙琳琳, 楚 然
(南京理工大学微波中心, 江苏南京 210094)

摘 要: 本文设计了一种新颖的具有加减信道的低旁瓣微带天线阵. 在研究低旁瓣角馈方形微带贴片天线的基础上, 设计了一个 3dB 定向耦合器作为馈电部分, 从不同的输入端口输入信号, 分别实现方向图加减的功能. 这种天线能够同时获得其视野内所有障碍物的范围和角度信息, 不需要使用扫描天线或转换天线. 使用 ANSOFT 公司的 Serenade 和 Ensemble 两种软件进行了设计、仿真和优化. 实验结果与仿真基本一致, 可见, 这种天线完全可以满足设计要求.

关键词: 天线; 微带天线; 贴片天线

中图分类号: TN820 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2003) 12A-2009-03

Low-Sidelobe Microstrip Antenna with Sum and Delta Channels

YUN Xiao-hua, CHEN Chun-hong, SUN Lin-lin, CHU Ran

(Microwave and Communication Engineering Research Center, NUST, Nanjing, Jiangsu 210094, China)

Abstract: A novel low-sidelobe microstrip antenna with sum and delta channels is designed. The low sidelobe corner-fed printed square patch antenna is studied. A hybrid ring circuit located on the center of the antenna performs the addition and subtraction of the signals from different ports. The antenna is capable of acquiring the range and angular information of all obstacles in its field-of-view simultaneously without using a scanning or switching antenna. Design, simulation and optimization are carried out using softwares of Ansoft Serenade and Ensemble. The results of experiment is similar to the results of simulation. It is obvious that this kind of antenna is able to meet the design target.

Key words: antenna; microstrip antenna; patch antenna

1 引言

要求设计一个中心频率在 24.125GHz, 增益 > 20dBi, 旁瓣电平 < -20dBc, 单脉冲零深 > 20dB 的线极化平面天线, 并且要求阵列 3dB 波束宽度为 10 度 × 25 度, 带宽 > 400MHz.

各种平面天线中, 印制天线要比波导缝隙天线、泄露波天线和铁氧体相扫天线的成本低得多, 因此一般选用印制平面天线^[1,2]. 而其中又以微带天线最容易制造, 成本最低, 重量最轻. 要求具有较低旁瓣电平的中等增益平面天线. 常见的设计是梳状线微带天线阵, 但是由于其辐射主要来自梳齿的末端, 因此难于控制, 不易实现低旁瓣电平^[3]. 这里采用以角馈方形微带贴片作为极化辐射元的设计方法^[4-6]. 通常将角馈方形贴片的两边设计得稍有不同, 以形成圆极化辐射. 这里的方形贴片两边完全等长, 从而产生线极化辐射, 并采用微带线共面馈电, 由四分之一波长阻抗变换段来控制阵列电流分布, 因此很容易获得低造价的低旁瓣电平设计^[7].

在研究低旁瓣角馈方形微带贴片天线的基础上, 设计一个 3dB 定向耦合器作为馈电部分, 从不同的输入端口输入信号分别实现方向图加减的功能. 这种新颖的天线, 可应用于单

脉冲雷达前端, 能够同时获得在其视野内所有障碍物的范围和角度信息, 而不需要使用扫描天线或转换天线^[8].

2 微带线阵的设计

为了获得低旁瓣而又有较高的增益, 需将阵列电流分布设计为道尔夫一切比雪夫分布^[9,10]. 采用的角馈方形贴片线阵如图 1 所示. 利用个元间馈线形成四分之一波长阻抗变换段来实现预定的电流分布, 整条线阵采用中心馈电. 因此对 M 条并列的线阵用中心馈线连接起来, 便形成面阵. 中心馈线的设计与线阵的设计方法相同. 中心用同轴馈电.

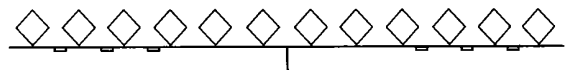


图 1 角馈方形贴片线阵

图 2 为图 1 右半边的等效电路. Y_A 为各贴片的输入导纳 (假定为相同), Y_m 是由馈线中心向右端看去的输入导纳, Y_{c1} 和 Y_{c2} 分别是节四分之一波长阻抗变换段的特性导纳. 各元的间距是一个波长 λ_g , 因此必要的话也可采用四节阻抗变换段. 设从端向右看去的输入导纳分别为 Y_i 和 Y_{i+1} , 则有

$$Y_i = Y_A + Y'_i, \quad Y'_i = (Y_{c2}/Y_{c1})^2 Y_{i+1} = n_i^2 Y_{i+1} \quad (1)$$

即 $Y_i = Y_A + n_i^2 Y_{i+1}, \quad n_i = Y_{c2}/Y_{c1} = Z_{c1}/Z_{c2} \quad (2)$

故对 $N = 2n$ 元线阵, 右侧 n 元阵的输入导纳为

$$Y_{in} = Y_1 = Y_A + n_1^2 Y_2 = Y_A + n_1^2 (Y_A + n_2^2 Y_3) = \dots = Y_A (1 + n_1^2 + n_1^2 n_2^2 + \dots + n_1^2 n_2^2 \dots n_{n-1}^2) \quad (3)$$

即右侧输入阻抗为

$$Z_{in} = \frac{Z_A}{1 + n_1^2 + n_1^2 n_2^2 + \dots + n_1^2 n_2^2 \dots n_{n-1}^2} \quad (4)$$

当工作于谐振频率附近时, 贴片阻抗 $Z_A \approx R_A$, R_A 为谐振电阻, 谐振电阻与 f_r, w_j 及 h 有关. w_j 的意义如图 3 所示.

有经验公式如下^[11]:

$$R_A = 113 \left(\frac{f_r/\text{GHz}}{h} \right)^{0.354} \frac{w_j}{h} \quad (5)$$

于是可得一条线阵的总输入阻抗:

$$Z_{in} = Z_{in}/2 \quad (6)$$

前面定义的 n_i 将决定各贴片的激励电流, 两节 $\lambda/4$ 阻抗

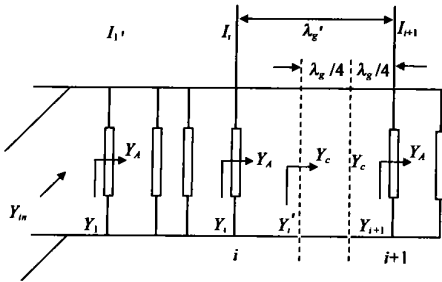


图 2 等效电路图

4 天线阵列设计

按上述理论设计的阵列天线如图 5 所示, 此时线极化方向为 y 方向. 通过计算, 采用 $M = 6$ 条线阵, 各线阵的元数为 $N = 12$.

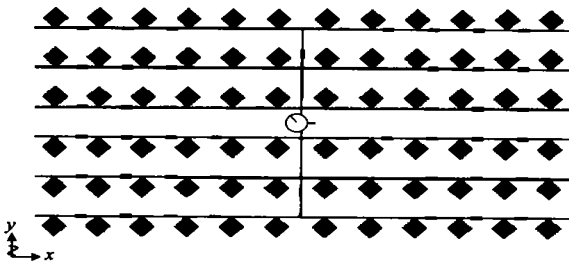


图 5 天线阵列

线阵按旁瓣电平为 -30dB 的切比雪夫分布设计, 即 $R_0 = 30\text{dB}$. 则可得

$$x_0 = \frac{1}{2} \left[\left(R_0 + \sqrt{R_0^2 - 1} \right)^{\frac{1}{N-1}} + \left(R_0 + \sqrt{R_0^2 - 1} \right)^{\frac{-1}{N-1}} \right] = 1.07$$

$$\cos(u) = \frac{x}{x_0} = \frac{x}{1.07}$$

$$S_{12} = \sum_{i=1}^6 I_i \cos[(2i-1)u]$$

变换段形成一个 $1:n_i$ 的变压器. 从而得各贴片电流的相对值如下(令中心处的第 $i = 1$ 号贴片电流为 1A):

$$I_1 = Y_A V = 1, \quad I_2 = n_1 Y_A V = n_1 \quad (7)$$

$$I_3 = n_2 I_2 = n_2 n_1, \quad I_i = n_{i-1} n_{i-2} \dots n_1$$

对于中心馈电的 $M \times N$ 元谐振式面阵, M 条线阵的相对电流分布由中心馈线上的 $\lambda/4$ 阻抗变换段确定, 设计原理与上相同.

3 馈电单元设计

同样用微带线实现 3dB 定向耦合器. 环的全长为 $3\lambda_0/2$, 四个特性导纳均等于 Y_0 的分支线与环相并联, 将环分成四段, 如图 4 所示. 混合环具有两个端口相互隔离, 另外两个端口平分输入功率的特性. 当信号由端口 ① 输入时, 端口 ③ 无输出, 而端口 ② 和 ④ 有等幅、同相的信号电压输出, 即端口 ① 和 ③ 彼此隔离. 若信号由端口 ③ 输入时, 端口 ① 无输出, 而端口 ② 和 ④ 有等幅、反相的信号电压输出.

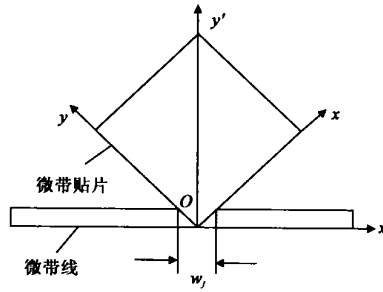


图 3 角馈方形贴片

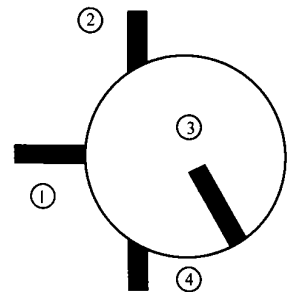


图 4 3dB 定向耦合器

$$T_{11}(x) = 1024x^{11} - 2816x^9 + 2816x^7 - 1232xx^5 + 220xx^3 - 11x$$

由 $S_{12} = T_{11}(x)$ 可得

$$I_6 = 2.105, I_5 = 2.932, I_4 = 4.422, I_3 = 5.8785, I_2 = 7.047, I_1 = 7.6995$$

则求得一侧的电流分布为

$$I_1: I_2: I_3: I_4: I_5: I_6 = 1: 0.91525: 0.7635: 0.5743: 0.3808: 0.2734$$

同理, 另一面按旁瓣电平为 -25dB 计算, 求得一侧的电流分布为

$$I_1: I_2: I_3 = 1: 0.727: 0.386$$

所用基片为 ROGERS 公司生产的 RO4003C, $\epsilon_r = 3.38, h = 0.5\text{mm}$. 取 $w_j = 0.42\text{mm}$, 贴片边长 $a = 3.14\text{mm}$, 此时贴片在 24.125GHz 谐振. 传输线阻抗为 100Ω . 馈电端口处用 50Ω 同轴接头馈电.

图 6 为端口 ③ 输入信号时仿真得到的 E 面和 H 面的方向图, 此时, 端口 ② 和 ④ 输出等幅、反相的信号, 上下两部分天线方向图相互叠加, 天线增益大于 20dB , E 面半功率波束宽度为 10° , H 面半功率波束宽度小于 2° , 旁瓣约为 -25dB .

图 7 为端口 ① 输入信号时仿真得到的 E 面和 H 面的方向图, 此时, 端口 ② 和 ④ 输出等幅、同相的信号, 上下两部分天线方向图相减, 零陷小于 -20dB .

图 8 为端口 ③ 输入信号时仿真得到的主极化和交叉极化方向图, 交叉极化电平约为 -30dB . 图 9 为电压驻波比, VSWR

小于 2 时, 带宽大于 1GHz.

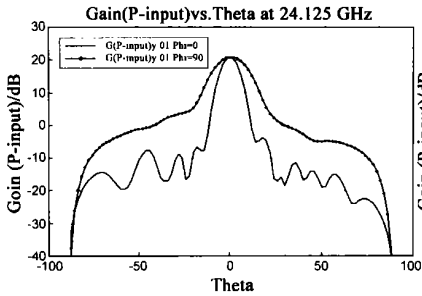


图 6 端口③输入时的方向图

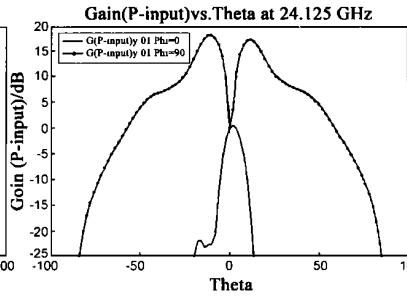


图 7 端口①输入时的方向图

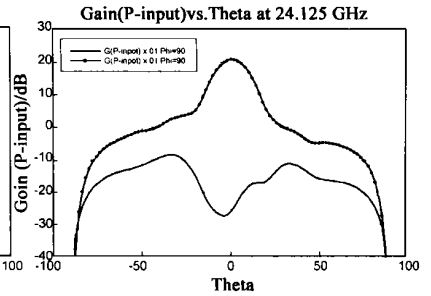


图 8 端口③输入时的极化方向图

5 实验结果及其分析

经过测试, 得到天线 E 面和 H 面的方向图分别如图 10 和图 11 所示.

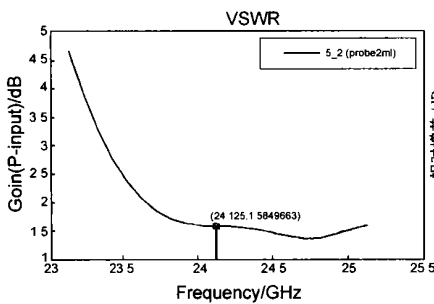


图 9 电压驻波式比

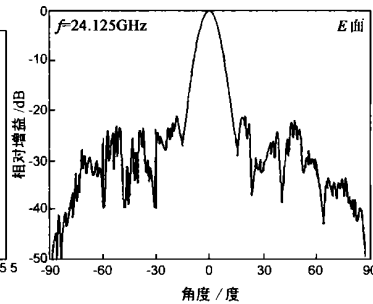


图 10 实测 E 面方向图

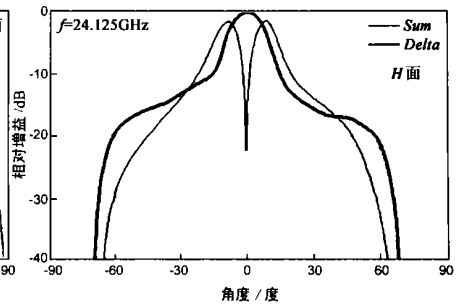


图 11 实测 H 面方向图

把实测结果与仿真结果相比较, 发现基本一致, 旁瓣电平稍高一些, 但仍然小于 -20dB , 脉冲零陷低于 -20dB , 波束宽度也满足要求. 不过由于误差导致中心频率有所偏移, 发现在 24.5GHz 处增益最大, 在 24.125GHz 时, 增益为 20dB .

6 结论

本文设计并制作了具有加减信道的低旁瓣微带天线阵, 天线用线极化角馈方形贴片天线和 3dB 定向耦合器实现. 并且分析了其谐振频率、辐射方向图、交叉极化特性、电压驻波比和天线效率. 旁瓣电平小于 -20dB , 零陷小于 -20dB , 交叉极化电平小于 -30dB , 带宽大于 1GHz . 这些结果表明, 这种阵列设计是实用的, 并将是低造价的.

参考文献:

[1] James J R, Hall P S, Wood C. Mirostrip Antenna Theory and Design [M]. London: Peter Peregrinus, 1981.
 [2] James J R, Hall P S. Handbook of Mirostrip Antennas [M]. London: Peter Peregrinus, 1990.
 [3] Henderson A, James J R. Low-cost flat-plate array with squinted beam for DBS reception [J]. IEE Proc Part 11, 1987, 134(6): 509- 514.
 [4] Kanda M, Chang D C, Greenlee D H. The characteristics of iris-fed millimeter-wave rectangular microstrip patch antennas [J]. IEEE Trans 1985, EMG-27, (4): 221- 225.

[5] Daniel J P, et al. Design of low cost printed antenna array [A]. Proc IS-AP 85 [C]. Kyoto, 1985. 121- 124.
 [6] Cruz E M, Daniel J P. Multibeam printed antenna array [J]. Electr Lett, 1993, 29(1): 88- 89.
 [7] 钟顺时, 朱春辉, 等. 一种低旁瓣微带天线阵地的分析与设计 [J]. 上海: 上海大学学报 (自然科学版), 1995, 1(6): 680- 688.
 [8] David D Li, Sam C Luo. Millimeter-Wave FMCW/ monopulse radar front-end for automotive applications [J]. IEEE Trans, 1999.
 [9] 吕善伟. 天线阵综合 [M]. 北京: 航空专业教材编审室, 1986. 54 - 66.
 [10] 翟孟云, 严育林. 阵列天线理论导引 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1980, 12.
 [11] Cruz E M, Daniel J P. Experimental analysis of corner-fed printed square patch antennas [J]. Electr Lett, 1991, 27(16): 1410- 1412.

作者简介:



恽小华 男, 1965 年生于江苏省武进, 1988 年毕业于中国科技大学无线电系, 1996 年晋升为教授, 现任南京理工大学微波与通信工程研究中心主任, 主要研究方向: 微波毫米波射频技术、通信与信息处理技术等. Email: xiyan_21@tom.com.