

FRC 分形微带阵列天线研制

陈雪

中国科学院空间科学与应用研究中心微波遥感技术重点实验室, 北京 100190

摘要 基于矩量法分析 FRC (fractal rectangular curve) 分形天线, 并用 Designer 仿真软件进行验证, 两者结果基本吻合, 对比 FRC 分形前后的性能, 在驻波与辐射性能相同的情况下, FRC 分形有效减小了天线尺寸。设计 32 个单元的微带阵列天线, 该阵列天线采用泰勒分布、不等相馈电, 实现了高增益、低副瓣的扇形波束, 并使波束指向偏离法线 47° 。经过测试, 微带阵列天线波瓣宽度为 5° , 副瓣低于 -20 dB, 交叉极化低于 -20 dB, 验证了矩量法的分析结果。

关键词 FRC 分形; 矩量法; 微带阵列天线; 泰勒分布; 低副瓣

中图分类号 TN828.5

文献标志码 A

doi 10.3981/j.issn.1000-7857.2014.27.005

Design of FRC Fractal Microstrip Patch Array Antenna

CHEN Xue

Key Laboratory of Microwave Remote Sensing, National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China

Abstract The FRC fractal antenna is analyzed using the MOM (method of moment), and verified with Designer, and a good agreement is obtained between their results. The FRC fractal is smaller than the theoretical size of the original rectangular patch with the similar VSWR (voltage standing wave ratio) and pattern. A 32-element microstrip array antenna is designed, with high gain, low sidelobe and fan beam with Taylor distribution, pointing at 47° from the normal. The experimental results of the fabricated antenna reach a bandwidth of 5° , the SLL of -20 dB and the cross polarization level of -20 dB, which verifies the result of the MOM.

Keywords FRC fractal; MOM; microstrip array antenna; Taylor distribution; low sidelobe

微带天线具有低剖面、重量轻、成本低等优点, 是星上天线的较好选择。20 世纪 70 年代以来, 已有大量关于微带天线的理论研究, 广泛应用于移动通信、卫星系统、武器系统和全球定位系统等^[1]。

将分形理论应用于微带天线设计, 可实现天线的多频段和小型化。1975 年, Mandel^[1]提出分形概念, 其结构的自相似性和空间填充性是分形的主要特征。而分形天线, 将分形几何学应用于天线设计理论, 在天线的几何结构上具有分形特征, 从而改善传统天线的性能。1988 年, Nathan Cohen 制作了分形天线^[2,3]。此后, 国外对分形天线及其性能开展了广泛研究^[4-7], 目前分形天线已成为天线研究领域的热点。实际上, 分形天线的应用由来已久, 如螺旋天线和对数周期天线等宽频天线都属于分形天线的范畴。常见的分形天线有 Koch 分形曲线^[8]应用分形边界构造、三角形 Sierpinski 分形地毯天线^[9]、Minkowski 分形环^[10]和用于电子标签的 Hilbert 分形

天线^[6,7]等。

在微带贴片天线中, 分形改变了贴片的电流分布, 使电流沿着曲折的导体面而非简单的几何面分布, 增加了电长度, 因此可减小天线尺寸; 另一方面, 由于分形几何具有自相似特征, 天线可获得多频带特性。这些优点已得到广泛证实^[8-10]。

当星上载荷过多时, 受布局限制, 经常需要天线的主波束指向偏离一定角度, 但对于微带天线来说, 由于互耦的存在, 角度偏离过大时会影响天线的副瓣电平。

本文用矩量法分析贴片单元, 并设计制作 32 个单元的分形贴片阵列天线。为了适应航空遥感任务要求, 天线的指向需要偏斜 47° , 须不等相馈电, 而不等相馈电会改变贴片单元之间的耦合, 加大设计难度。本文采用 FRC 分形天线作为阵列单元, 在较小阵元间距的条件下, 实现高增益, 低副瓣的赋形天线性能, 使天线指向偏移法线 47° 。通过比较仿真结果与测量结果, 验证 FRC 分形天线的性能。

收稿日期: 2014-05-27; 修回日期: 2014-06-24

作者简介: 陈雪, 助理研究员, 研究方向为天线研制, 电子邮箱: chenxue@mirslab.cn

引用格式: 陈雪. FRC 分形微带阵列天线研制[J]. 科技导报, 2014, 32(27): 32-37.

1 分形贴片设计

1.1 分形结构

本研究采用FRC分形结构形式。FRC分形结构的初始元为一个长方形,迭代方法为在该长方形的4个顶点处叠加面积为初始元面积1/4的4个相似的小长方形,依此类推。每次迭代均将所有顶点进行叠加便可以得到任意阶数的FRC结构,其生成过程如图1所示。

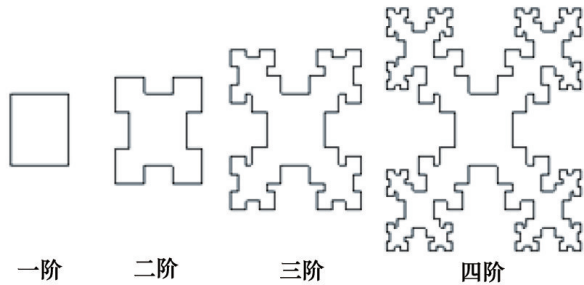


图1 FRC分形的迭代生成过程

Fig. 1 Configuration of FRC fractal geometry

设初始元的长和宽分别为 L_0 和 W_0 , 对角线长度为 D_0 , 图形的周长为 Π_0 , 面积为 A_0 。则经 n 阶迭代后的各参数为

$$D_n = \sum_{i=0}^n \frac{1}{2^{i+1}} \sqrt{W_0^2 + L_0^2} \quad (1)$$

$$\Pi_n = 2^n \Pi_0 \quad (2)$$

$$A_n = \left(\frac{2^{n+1} - 1}{2^n} \right)^2 A_0 \quad (3)$$

由式(1)~式(3)可知,此分形每迭代一次,图形的周长就变为原来的2倍。当迭代次数趋于无穷时,对角线将趋于初始值的2倍,面积趋于原来的4倍,周长趋于无限长。

分形图形具有非常出众的尺寸缩减能力,因此将其设计为微带天线可明显降低天线的谐振频率。文献[7]和[9]的研究结果表明,相比普通的方形贴片微带天线而言,三阶的分形可以降低天线谐振频率,同时基本保持原有的辐射方向图,并且带宽和效率等性能指标也没有明显恶化。

1.2 矩量法分析理论

天线的电性能的分析主要分为解析解和数值解。对于结构复杂的天线,对满足边界条件的麦克斯韦方程进行求解,其计算量非常大,且大多是不可完成的。而数值解是对解析解的近似,矩量法是一种数值近似解法。矩量法通过将连续方程离散化为代数方程组,减小运算量的同时获得精度很高的近似解,并通过大量试验验证了其工程应用的可靠性。

应用FRC分形生成过程,选择二阶FRC结构。简化其公式的计算,可设定初始值 D, H 分别为其所在边长的1/3,再调节刻蚀深度。对应的FRC二阶分形天线结构见图2。

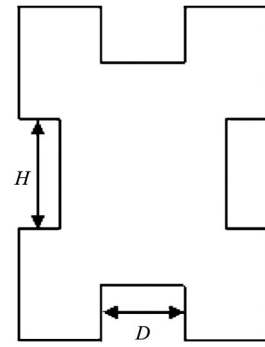


图2 二阶FRC分形结构

Fig. 2 Configuration of second iteration FRC

根据互易定理,当分形微带贴片和探针视作理想导体时,其切向电场为0,故分形贴片上源和激励源都只有电流项,即

$$\int_S \mathbf{J}_s \cdot \mathbf{E}_T ds = \int V \mathbf{J}_i \cdot \mathbf{E}_T dV \quad (4)$$

式中, \mathbf{J}_s 为分形贴片表面电流, \mathbf{J}_i 为激励源, S 为分形贴片表面, V 为激励源体积, \mathbf{E}_T 为试验源产生的场。

积分式(4)可用矩量法求解。分形贴片表面的未知电流可用基函数展开,选择RWG(Rao-Wilton-Glisson)基函数,则天线表面电流可表示为

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^N I_m \mathbf{f}_m(\mathbf{r}) \quad (5)$$

式中, I_m 是未知电流展开系数,

$$\mathbf{f}_m(\mathbf{r}) = \begin{cases} \frac{l_m}{2A^+} \boldsymbol{\rho}_m^+(\mathbf{r}), & \mathbf{r} \text{ 在 } T_m^+ \text{ 内} \\ \frac{l_m}{2A^-} \boldsymbol{\rho}_m^-(\mathbf{r}), & \mathbf{r} \text{ 在 } T_m^- \text{ 内} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

式中, \mathbf{f}_m 为公共边 l_m 上的电流矢量, l_m 为公共边元的长度, A^+ 和 A^- 分别为 l_m 连接的三角形单元 T_m^+ 和 T_m^- 的面积,三角形的符号根据电流的方向确定,一般选取流过 l_m 的电流参考方向为由 T_m^+ 流向 T_m^- ,矢量 $\boldsymbol{\rho}_m^+$ 从正三角形的自由顶点指向观察点 \mathbf{r} ,矢量 $\boldsymbol{\rho}_m^-$ 从观察点 \mathbf{r} 指向负三角形的自由顶点。

矩量方程为

$$\mathbf{Z} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{V}$$

阻抗矩阵 \mathbf{Z} 可由电场积分方程得到

$$Z_{mn} = l_m \left[j\omega \left(A_{mn}^+ \frac{\rho_m^{c+}}{2} + A_{mn}^- \frac{\rho_m^{c-}}{2} \right) + \Phi_{mn}^- - \Phi_{mn}^+ \right] \quad (7)$$

$$A_{mn}^{\pm} = \frac{\mu}{4\pi} \left[\frac{l_n}{2A_n^+} \int_{T_n^+} \boldsymbol{\rho}_n^+(r') g_m^{\pm}(r') ds' + \frac{l_n}{2A_n^-} \int_{T_n^-} g_m^{\pm}(r') ds' \right] \quad (8)$$

$$\Phi_{mn}^{\pm} = -\frac{1}{j4\pi\omega\epsilon} \left[\frac{l_n}{A_n^+} \int_{T_n^+} g_m^{\pm}(r') ds' - \frac{l_n}{A_n^-} \int_{T_n^-} g_m^{\pm}(r') ds' \right] \quad (9)$$

$$g_m^{\pm}(r') = \frac{e^{-j|\mathbf{r}_m^{\pm} - r'|}}{|\mathbf{r}_m^{\pm} - r'|} \quad (10)$$

式中, \mathbf{r} 是观察点坐标; \mathbf{r}' 是源点坐标, ρ_m^{c+} 为 T_m^+ 的自由顶点

到其中点的矢量, ρ_m^c 为 T_m^- 的中点到其自由顶点的矢量, S' 为三角形积分面积, r_m^{c+} 为 T_m^+ 中点为基准的坐标。 k 为波数, ω 为角频率, ϵ 和 μ 分布为自由空间中的介电常数和磁导率。

在观察点 r 处的电场 $E(r)$ 和磁场 $H(r)$ 可看作所有边元的贡献之和

$$E(r) = \sum_{m=1}^M E_m \left[r - \frac{1}{2}(r_m^{c+} + r_m^{c-}) \right] \quad (11)$$

$$H(r) = \sum_{m=1}^M H_m \left[r - \frac{1}{2}(r_m^{c+} + r_m^{c-}) \right] \quad (12)$$

其中

$$E_m(r) = \frac{\eta}{4\pi} \left\{ (M - F) \left(\frac{jk}{r} + C \right) + 2MC \right\} e^{-jkr} \quad (13)$$

$$H_m(r) = \frac{jk}{4\pi} (F \times r) C e^{-jkr} \quad (14)$$

$$C = \frac{1}{r^2} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) \quad (15)$$

$$F = l_m I_m (r_m^{c-} - r_m^{c+}) \quad (16)$$

$$M = \frac{(r \cdot F)r}{r^2} \quad (17)$$

1.3 仿真验证

根据矩量法公式, 对分形贴片单元进行分析, 为了提高分析结果的准确度, 加大馈电部位的网格剖分数, 对分形天线的建模如图3所示, 贴片和地板的剖分网格面积较大, 而馈电处的剖分网格面积很小。其中, 贴片尺寸为 $12.42 \text{ mm} \times 8.16 \text{ mm}$, 微调分形面积 A , 介质的相对介电常数取 2.2, 介质厚度为 0.508 mm 。

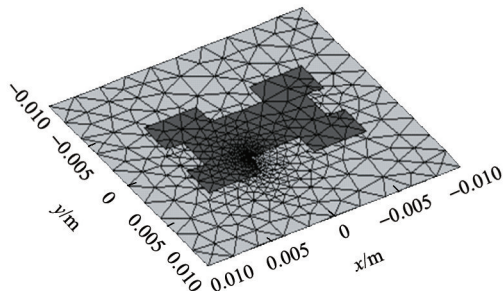


图3 分形贴片的矩量法模型

Fig. 3 Mesh of the fractal patch for MOM

按照公式求解矩量方程, 得到分形天线的输入特性阻抗随频率的变化关系如图4所示, 找到输入阻抗实部(输入电阻)最大值和虚部(输入电抗)过零点的频率值, 从图中可看出分形天线的谐振频率为 11.7 GHz 。图5给出了分形天线在谐振频率处的辐射方向图。可看出辐射方向图呈笔形波束, 波束宽度约为 60° , 在谐振频率处产生了较好的辐射。

利用 Designer 软件对上述结果进行仿真验证。寄生贴片都蚀刻在 Rogers 公司的 RT 5880 基板上(介电常数为 2.2), 厚度取 0.508 mm , 图6给出了分形贴片天线的 Designer 建模模型。

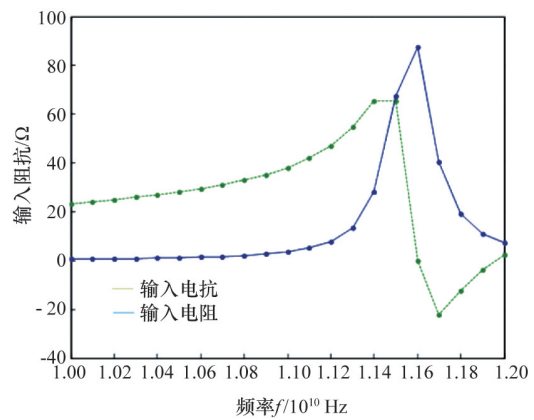


图4 分形天线的输入特性阻抗

Fig. 4 Input resistance of FRC fractal antenna

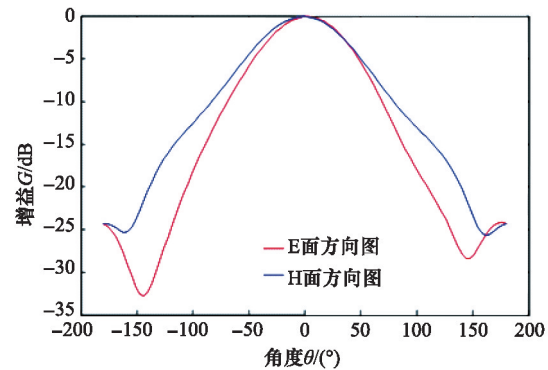


图5 分形天线E面和H面的方向图

Fig. 5 E-plane and H-plane pattern of fractal antenna

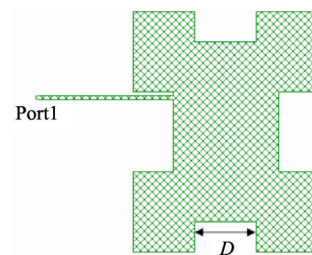


图6 FRC分形结构的designer模型

Fig. 6 FRC fractal model in Designer

仿真结果见图7, 从图7中可见在谐振频率上, 辐射方向图的E面半功率波瓣宽度约为 70° , H面半功率波瓣宽度为 110° , 增益接近 7 dB 。驻波随频率变化, 左边频驻波比 1.14, 右边频驻波比 1.12, 驻波比最小点为 1.08。

为了对比矩量法分析结果与 Designer 的分析结果, 图8给出了两种情况下得到的回波损耗, 从图8中可见, 谐振频率没有完全重合, 两种分析方法的得到的谐振频率有 9% 的偏移。矩量法和仿真软件的分析结果都有一定的误差, 主要是由于网格划分的不同造成的, 经过测试验证谐振频率在两种仿真结果之间。

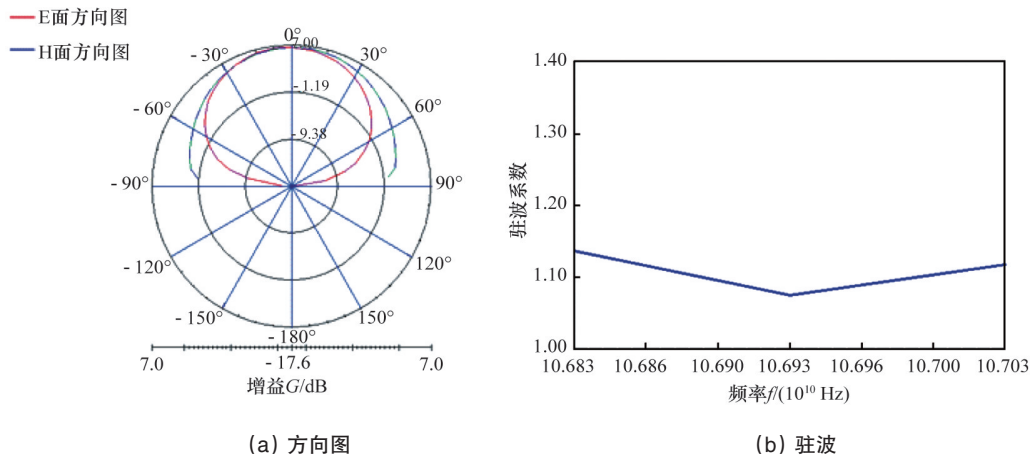


图7 分形天线的仿真结果
Fig. 7 Simulation result of fractal antenna

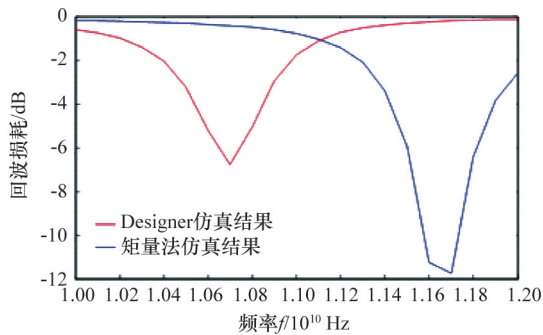


图8 回波损耗
Fig. 8 Return loss

为了验证矩形贴片分形设计后性能改善,图9给出了矩形贴片未采用分形设计前的辐射方向图,由图9可见,E面半功率波瓣宽度均为70°,H面半功率波瓣宽度均为110°。分形前矩形贴片面积为85.26 mm²,分形贴片的面积为78.8 mm²。这意味着相同性能的天线,分形后贴片尺寸减小了约1/10。

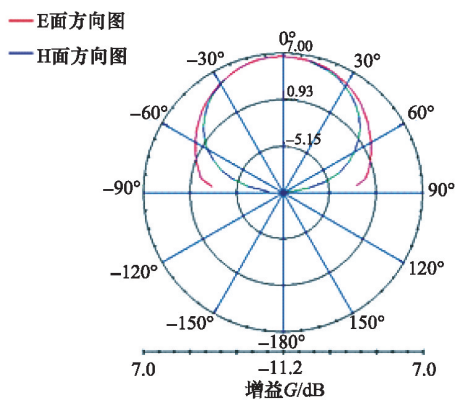


图9 参考矩形贴片的辐射方向
Fig. 9 Pattern of related rectangular patch

2 微带阵列天线设计与仿真

赋形微带阵列天线主要通过馈电网络控制各个贴片单元的幅度和相位,从而实现阵列天线方向图低副瓣,为了适应航空遥感任务要求,指向与垂直阵列方向夹角47°的赋形。馈电网络采用离散辐射元阵列实现泰勒方向图。由主瓣与副瓣电平之比R₀可以确定参数A

$$A = \frac{1}{\pi} \cosh^{-1} \left(10^{R_0/20} \right) \quad (18)$$

主瓣一侧的等副瓣数目设为 \bar{n} , σ 成为展宽因子,由下式确定

$$\sigma = \frac{\bar{n}}{u_n} = \frac{\bar{n}}{\sqrt{A^2 + \left(\bar{n} - \frac{1}{2} \right)^2}} \quad (19)$$

泰勒阵列各单元的激励幅度为

$$f(p) = 1 + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} S(m) \cos(mp) \quad (20)$$

式中

$$S(m) = \frac{[(\bar{n}-1)!]^2}{(\bar{n}-1+m)! (\bar{n}-1-m)!} \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left[1 - \frac{m^2}{\sigma^2 \left[A^2 + \left(n - \frac{1}{2} \right)^2 \right]} \right] \quad (21)$$

$$p = \frac{2\pi}{L} \varepsilon = \begin{cases} \frac{2\pi dn}{L}, & n=0,1,2,\dots,N \\ \frac{\pi d(2n+1)}{L}, & n=0,1,2,\dots,N-1 \end{cases} \quad (22)$$

式中, d 为单元间距, L 为阵列长度。选择32个单元,设计的副瓣电平为-30 dB。为防止出现栅瓣 $d < \frac{\lambda}{1 + |\cos \theta_0|} = 0.53\lambda$,故选择阵列间的距离为15.5 mm。波速指向为47°,相邻馈电单元间的相位差为145.42°。32元阵列需要形成16个不等幅的电流激励,计算出相应的馈电幅度(表1)。

表1 Taylor分布的馈电幅度

Table 1 Feed magnitude in Taylor distribution

单元编号	馈电幅度	单元编号	馈电幅度
1	3.9469	9	2.2585
2	3.8678	10	1.9546
3	3.7409	11	1.6680
4	3.5715	12	1.4159
5	3.3646	13	1.2134
6	3.1244	14	1.0723
7	2.8552	15	1.0000
8	2.5634	16	1.0000

用 Designer 建模所述的赋形阵列天线,阵列单元采用 FRC 分形结构(图 10)。

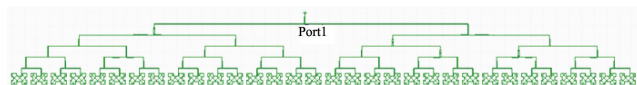


图 10 FRC 分形微带阵列天线的 Designer 建模

Fig. 10 Model of FRC fractal microstrip array antenna in Designer

仿真结果如图 11、图 12 所示,由图 11 可看出,波束指向 47° ,绝对增益为 16.93 dB,左侧副瓣为 -4.59 dB,右侧副瓣为 -3.76 dB,相对副瓣电平 < -20 dB。半功率波瓣宽度约为 5° 。从仿真结果可见,本文设计的天线在波束指向偏离较大的情况下,实现了较低的副瓣和较高的增益。在 30 MHz 频带范围内驻波比均 < 1.1 。

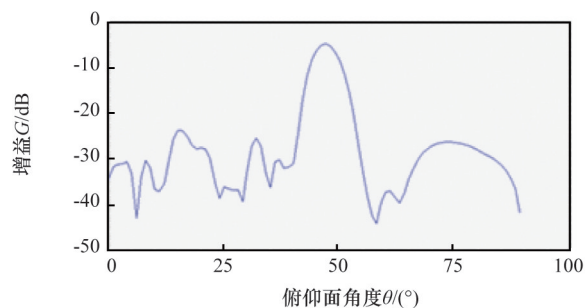


图 11 微带阵列的辐射方向图

Fig. 11 Pattern of microstrip array

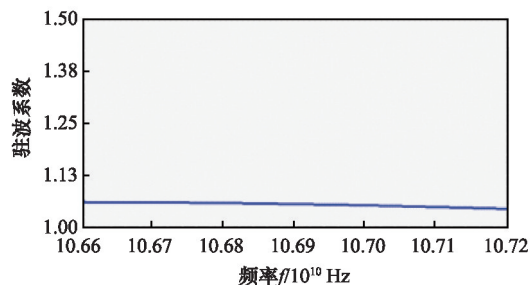


图 12 微带阵列的驻波

Fig. 12 VSWR of microstrip array

3 测试结果

为了验证微带阵列天线仿真结果,在 Rogers 公司厚 0.508 mm 的 RT 5880 上刻蚀了一维 32 个阵列单元的 FRC 分形赋形微带阵列天线,为了便于测试,刻蚀了同轴微带转换结构,并加工天线支架,实物图见图 13。

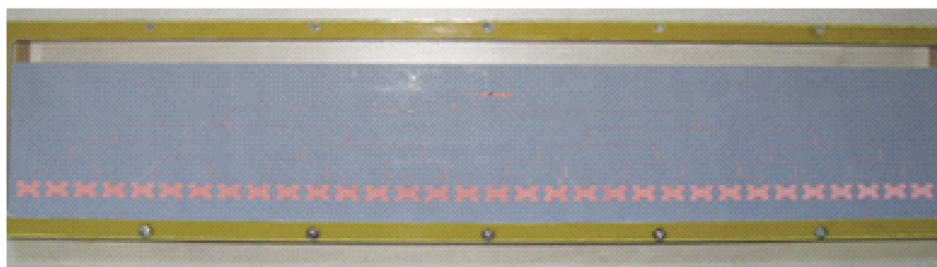


图 13 FRC 分形赋形微带阵列天线实物

Fig. 13 Fabricated FRC fractal microstrip array

对此天线进行驻波比测试,中心频点驻波比为 1.17,最低点驻波比为 1.158,在 30 MHz 带宽内驻波比均在 1.2 以下。

用 NSI (nearfield systems incorporation) 近场测试系统测试了天线的辐射方向图(图 14)。图 14(a)为天线的 E 面辐射方向图,从图中可看出,天线的主波束指向偏离法线方向 45° ,半功率波瓣宽度 5° 。副瓣 < -20 dB,主波束范围内,交

叉极化电平 < -25 dB。图 14(b)为远场方向图在天线所在平面的投影,天线三维立体方向图呈扇形波束,主波束投影后成近似半圆,此方向图为归一化方向图,幅度最大值为 0。

对比方向图和仿真结果,在中心频率上两者基本吻合。仿真结果方向图主瓣最大值指向偏离 47° ,测试结果偏离 45° ,这是馈电相位误差造成的,由于此馈电网络采用 4 层馈

电,且考虑到板材介电常数的不均匀性和加工的误差,易产生馈电相位误差。

仿真结果第1副瓣为-20.71 dB,测试结果为-20.30 dB,相差不大;仿真结果中的波瓣宽度为 5° ,与测试结果吻合;观

察方向图曲线,仿真结果与测试结果吻合较好。测试结果的交叉极化 < -20 dB,证明了分形贴片天线有效减小阵列单元之间的互耦,通过调整分形天线的尺寸,可优化阵列间的互耦从而优化阵列的馈电网络。

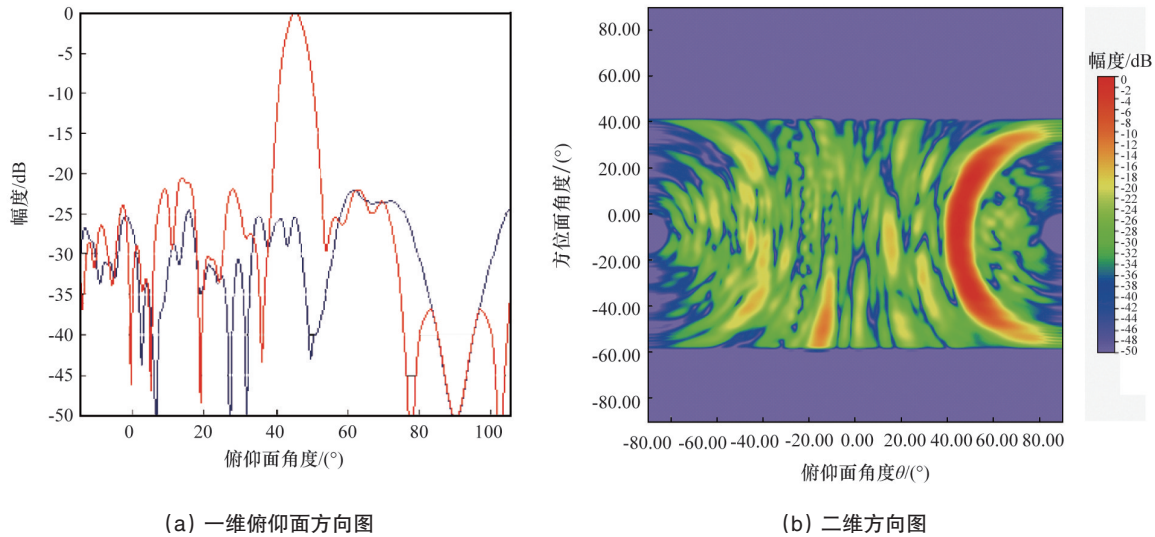


图14 测试方向图
Fig. 14 Test pattern

4 结论

当星上载荷过多时,受布局限制,经常需要天线的主波束指向偏离一定角度,但对于微带天线来说,由于互耦的存在,角度偏离过大会影响天线的副瓣电平。本文利用分形天线较好地解决了这个问题。

本研究设计了一种微带阵列天线,此阵列采用泰勒分布,实现了较低的副瓣电平且主瓣指向偏离阵列法线方向 47° ,可以解决某些特殊需求天线需要方向图主瓣具有大偏离角的问题。通过实物测试,驻波比与方向图特性均与仿真结果吻合,实现了主瓣最大值偏离 45° ,波瓣宽度 5° ,副瓣电平 < -20 dB,验证了矩量法的分析结果。

参考文献(References)

- [1] Mandelbrot B B. The fractal geometry of nature[M]. New York: W H Freeman & Co Ltd, 1983.
- [2] Cohen N. Fractal and shaped dipoles[J]. Communication Quarterly, 1996 (2): 25-36.
- [3] Cohen N, Holfeld R G. Fractal loops and the small loop approximation[J]. Communication Quarterly, 1996(4): 77-81.
- [4] 宋小弟,冯恩信,傅君眉,等.分形天线工程及其新进展[J].无线通信技术,2008,1(2): 48-54.
Song Xiaodi, Feng Enxin, Fu Junmei, et al. Fractal antenna engineering and its new progress[J]. Wireless Communication Technoloe, 2008, 1 (2): 48-54.
- [5] 林澍,张雪莹,王宇碟,等.具有二次Koch分形边界的圆极化微带天线[J].现代电子技术,2011,34(2): 93-95.

- Lin Shu, Zhang Xueying, Wang Yudie, et al. Circularly polarized microstrip antenna with quadratic Koch fractal boundary[J]. Modern Electronics Technique, 2011, 34(2): 93-95.
- [6] 赵万年,武岳山,刘奕昌,等.基于Hilbert分形结构的电子标签天线设计研究[J].现代电子技术,2008,1(23): 29-33.
Zhao Wannian, Wu Yueshan, Liu Yichang, et al. Design of a tag antenna based on Hilbert fractal curve[J]. Modern Electronics Technique, 2008, 1(23): 29-33.
- [7] 倪静,闫述.一种新型的Hilbert分形RFID标签天线[J].无线电通信技术,2011,1(4): 43-47.
Ni Jing, Yan Shu. A novel Hilbert fractal antenna for RFID tag[J]. Wireless Communication Technoloe, 2011, 1(4): 43-47.
- [8] 张祖存,吴素云.一种新型大频差多频段分形天线的研究[J].微波学报,2014,30(1): 24-28.
Zhang Zucun, Wu Suyun. Study of a novel multi-band fractal antenna at very different frequencies[J]. Journal of Microwaves, 2014, 30(1): 24-28.
- [9] 赵一,曹祥玉,杨欢欢,等.基于准分形CSRR结构的低RCS微带天线[J].现代雷达,2013,35(7): 54-58.
Zhao Yi, Cao Xiangyu, Yang Huanhuan, et al. A low RCS microstrip antenna based on quasi fractal CSRR structure[J]. Modern Radar, 2013, 35(7): 54-58.
- [10] 杨友良,苏立虎,孟凡伟.矿用UHF RFID阅读器分形天线的设计[J].自动化仪表,2014年,35(1): 63-66.
Yang Youliang, Su Lihu, Meng Fanwei. Design of the UHF RFID fractal antenna for coalmine[J]. Process Automation Instrumentation, 2014, 35(1): 63-66.

(编辑 陈华姣)