

Doi:10.3969/j.issn.1003-5060.2010.12.032

宽带分形环贴片天线优化分析

周少波, 宋 铮, 吴 伟

(解放军电子工程学院 信息工程系, 安徽 合肥 230037)

摘 要:文章将基于体-面混合积分方程的矩量法与遗传算法结合,用以优化有限大地板的分形环天线,处理了金属贴片与介质基片接触面的边界条件,并选取 RWG 面基函数和 SWG 体基函数计算阻抗矩阵;在保持该天线外围尺寸的情况下,分别得到覆盖整个移动通信频率的宽带分形环天线和最小频率低至 700 MHz 的分形环天线。优化过程中采用直接矩阵操作(DMM)的方法,以加快优化计算的速度,减少优化时间。

关键词:体-面积分方程;分形环;宽带;遗传算法;直接矩阵操作

中图分类号:TN822.8

文献标志码:A

文章编号:1003-5060(2010)12-1897-06

Optimization analysis of wideband ring fractal antenna

ZHOU Shao-bo, SONG Zheng, WU Wei

(Dept. of Information Engineering, PLA Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

Abstract:In this paper, the genetic algorithm(GA) method is integrated with method of moment (MoM) based on volume-surface integral equation(VSIE) to optimize the ring fractal antenna with finite ground. Firstly, the boundary condition between metal patch and dielectric substrate is analyzed, and the impedance matrixes with RWG and SWG basis functions are calculated. Then, the fractal antenna which covers the whole mobile communication frequency range or reduces its lowest frequency to 700 MHz is obtained while keeping the overall dimension of antenna. Meanwhile, the direct matrix manipulation(DMM) method is also applied to accelerating the whole optimization calculation so as to save the optimization time.

Key words:volume-surface integral equation(VSIE); ring fractal; wideband; genetic algorithm(GA); direct matrix manipulation(DMM)

0 引 言

随着无线通信技术的发展,人们对无线通信带宽的要求日益提高,许多专家学者提出并设计了众多不同结构的宽带天线。20 世纪 90 年代以后基于分形几何的分形电动力学兴起,让天线的结构设计思路变得开阔起来,尤其是分形对复杂几何结构的生成能力以及它在天线上表现的多频、宽带和小型化特点,使得越来越多的学者开始研究不同形状的分形天线。具有代表性的分形天

线有 Sierpinski, Koch 天线等。

分形环天线是众多分形天线中的一种,它是把分形迭代的思想应用于环形天线的结果。其中多频带环形天线最早在文献[1,2]中提出。近几年有许多文献对不同分形结构的环天线进行了研究^[3-5]。

图 1 所示分别是一阶、二阶和三阶分形环结构。

本文用于优化分析的分形环天线是建立在一阶分形环基础上的,通过遗传算法进行优化。根

收稿日期:2009-12-11

基金项目:安徽省自然科学基金资助项目(090412067)

作者简介:周少波(1983—),男,江西乐平人,解放军电子工程学院硕士生;

宋 铮(1957—),女,安徽安庆人,解放军电子工程学院教授,硕士生导师。

据目标函数的特性和适应度值的要求判断天线中保留或去掉的环带,从而构成不同阶次的分形环天线。

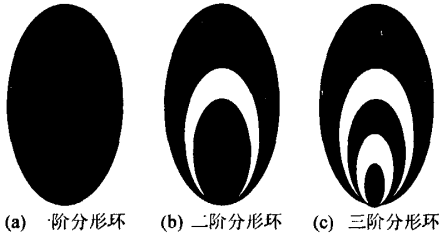


图 1 分形环结构

1 天线的计算方法

1.1 VSIE 方法

本文计算采用体-面混合积分方程^[6-8]的方法,电场在金属和介质体上满足的边界条件为:

$$\begin{cases} \mathbf{E}(\mathbf{r}) - \mathbf{E}^s(\mathbf{r}) = \mathbf{E}^i(\mathbf{r}), \mathbf{r} \in V; \\ [-\mathbf{E}^s(\mathbf{r}) = \mathbf{E}^i(\mathbf{r})]_{\text{tan}}, \mathbf{r} \in S \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ 为总电场; $\mathbf{E}^i(\mathbf{r})$ 为入射场; $\mathbf{E}^s(\mathbf{r})$ 为散射场,且

$$\begin{cases} \mathbf{E}^s(\mathbf{r}) = -j\omega\mathbf{A}_s(\mathbf{r}) - \nabla\phi_s - j\omega\mathbf{A}_v(\mathbf{r}) - \\ \nabla\phi_v, \mathbf{r} \in S \text{ 或 } V; \\ \mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{1}{\epsilon(\mathbf{r})}\mathbf{D}(\mathbf{r}) \end{cases} \quad (2)$$

因此得到的体-面混合积分方程为:

$$\begin{cases} \frac{1}{\epsilon(\mathbf{r})}\mathbf{D}(\mathbf{r}) - [-j\omega\mathbf{A}_s(\mathbf{r}) - \nabla\phi_s - \\ j\omega\mathbf{A}_v(\mathbf{r}) - \nabla\phi_v] = \mathbf{E}^i(\mathbf{r}), \\ \{-[-j\omega\mathbf{A}_s(\mathbf{r}) - \nabla\phi_s - j\omega\mathbf{A}_v(\mathbf{r}) - \nabla\phi_v] = \\ \mathbf{E}^i(\mathbf{r})\}_{\text{tan}} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_s(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \mathbf{J}_s(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} d\mathbf{s}', \\ \phi_s(\mathbf{r}) = -\frac{\mu_0}{4\pi j\omega\epsilon_0} \int \nabla' \cdot \mathbf{J}_s(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} d\mathbf{s}', \\ \mathbf{A}_v(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \mathbf{J}_v(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} d\mathbf{v}', \\ \phi_v(\mathbf{r}) = -\frac{\mu_0}{4\pi j\omega\epsilon_0} \int \nabla' \cdot \mathbf{J}_v(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} d\mathbf{v}' \end{cases} \quad (4)$$

其中, \mathbf{J}_s 为金属表面的电流,而介质体内的等效电流 \mathbf{J}_v 为:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_v &= j\omega[\epsilon(\mathbf{r}) - \epsilon_0]\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \\ j\omega \frac{\epsilon(\mathbf{r}) - \epsilon_0}{\epsilon(\mathbf{r})} \mathbf{D}(\mathbf{r}) &= j\omega\epsilon\mathbf{D}(\mathbf{r}) \end{aligned} \quad (5)$$

应当注意在计算过程中要保证金属贴片与介质的接触面上满足如下连续性条件^[9]:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{n}} \cdot \mathbf{D}(\mathbf{r}) &= \rho_s(\mathbf{r}), \\ \rho_s(\mathbf{r}) &= \frac{j}{\omega} \nabla \cdot \mathbf{J}_s(\mathbf{r}) \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{D}(\mathbf{r})$ 为电位移矢量; $\rho_s(\mathbf{r})$ 为面电荷密度。

1.2 基函数选取及互阻抗矩阵

应用矩量法计算时,对贴片、金属接地板采用三角形剖分,对介质体采用四面体剖分。对应的基函数分别选取为 RWG^[10] 基函数和 SWG^[11] 基函数,基函数几何参量如图 2、图 3 所示。

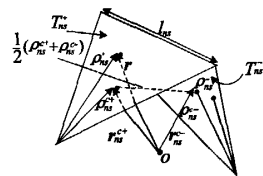


图 2 RWG 基函数几何参量

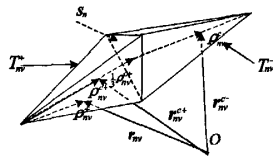


图 3 SWG 基函数几何参量

$$\begin{aligned} f_n(\mathbf{r}) &= \begin{cases} \frac{l_{ns}}{2A_{ns}} \rho_{ns}^+, \mathbf{r} \text{ 在 } T_{ns}^+ \text{ 上}; \\ \frac{l_{ns}}{2A_{ns}} \rho_{ns}^-, \mathbf{r} \text{ 在 } T_{ns}^- \text{ 上}; \\ 0, \text{其它}; \end{cases} \\ f_m(\mathbf{r}) &= \begin{cases} \frac{s_n}{3V_m} \rho_{mv}^+, \mathbf{r} \in T_m^+; \\ \frac{s_n}{3V_m} \rho_{mv}^-, \mathbf{r} \in T_m^-; \\ 0, \text{其它} \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

对上述方程中的电流密度 \mathbf{J}_s 和电位移矢量 $\mathbf{D}(\mathbf{r})$ 分别按(7)式基函数展开为:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_s(\mathbf{r}') &= \sum_{n=1}^N I_n \mathbf{f}_n(\mathbf{r}'), \\ \mathbf{D}(\mathbf{r}) &= \sum_{m=1}^N D_m \mathbf{f}_m(\mathbf{r}) \end{aligned} \quad (8)$$

代入到(4)式,再把(4)式代回(3)式,即得到计算所需要的矩量法方程:

$$\begin{bmatrix} Z_{ss} & Z_{sm} \\ Z_{ms} & Z_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_n \\ D_n \end{bmatrix} = [V] \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned}
Z_{\alpha} &= l_m \left\{ j\omega \left[A_{\alpha m}^+ \cdot \frac{\rho_m^+}{2} + A_{\alpha m}^- \cdot \frac{\rho_m^-}{2} \right] + [\phi_{\alpha m}^- - \phi_{\alpha m}^+] \right\}; \\
Z_{\alpha M} &= l_m \left\{ j\omega \left[A_{\alpha m}^+ \cdot \frac{\rho_m^+}{2} + A_{\alpha m}^- \cdot \frac{\rho_m^-}{2} \right] + l_m [\phi_{\alpha m}^- - \phi_{\alpha m}^+] \right\}, T_m^+, T_m^- \in S; \\
Z_{M\alpha} &= \begin{cases} s_m \left[j\omega \left(A_{\alpha m}^+ \cdot \frac{\rho_m^+}{3} + A_{\alpha m}^- \cdot \frac{\rho_m^-}{3} \right) + (\phi_{\alpha m}^- - \phi_{\alpha m}^+) \right], T_{m\nu}^+, T_{m\nu}^- \in V; \\ s_m \left[j\omega \left(A_{\alpha m}^- \cdot \frac{\rho_m^-}{3} \right) - (\phi_{\alpha m}^- - \phi_{\alpha m}^+) \right], T_{m\nu}^- \in V; \\ s_m \left[j\omega \left(A_{\alpha m}^+ \cdot \frac{\rho_m^+}{3} \right) + (\phi_{\alpha m}^+ - \phi_{\alpha m}^-) \right], T_{m\nu}^+ \in V; \end{cases} \\
Z_{MM} &= \begin{cases} F_{m\nu}^+ + F_{m\nu}^- + \left\{ j\omega s_m \left[A_{\alpha m}^+ \cdot \frac{\rho_m^+}{3} + A_{\alpha m}^- \cdot \frac{\rho_m^-}{3} \right] + s_m [\phi_{\alpha m}^- - \phi_{\alpha m}^+] \right\}, T_{m\nu}^+, T_{m\nu}^- \in V; \\ F_{m\nu}^+ + \left\{ j\omega s_m \left[A_{\alpha m}^+ \cdot \frac{\rho_m^+}{3} \right] + s_m [\phi_{\alpha m}^+ - \phi_{\alpha m}^-] \right\}, T_{m\nu}^+ \in V; \\ F_{m\nu}^- + \left\{ j\omega s_m \left[A_{\alpha m}^- \cdot \frac{\rho_m^-}{3} \right] - s_m [\phi_{\alpha m}^- - \phi_{\alpha m}^+] \right\}, T_{m\nu}^- \in V \end{cases}
\end{aligned}$$

其中, $F_{m\nu}^{\pm}$ 的计算公式为: $F_{m\nu}^{\pm} = \frac{1}{\epsilon_n^{\pm}} \int_{T_{m\nu}^{\pm}} f_{m\nu} \cdot f_{m\nu} dv$.

注意如下 2 点:

(1) 在求解上述互阻抗矩阵时,由于金属边界法向电流为零,因此可以忽略金属边界所对应的半个 RWG 基函数;但是,对于介质体中的 SWG 来说,其边界四面体不仅有极化电流,而且还需要考虑介质体的外边界上的极化电荷。

所以有:

$$\begin{aligned}
\phi_{m\nu}^{\pm} &= \frac{1}{4\pi\epsilon_n} \int_V u_{m\nu}(r') \frac{e^{-jkR_m^{\pm}}}{R_m^{\pm}} dV' + \\
&\int_S u_{m\nu}(r') \frac{e^{-jkR_m^{\pm}}}{R_m^{\pm}} dS' \quad (10)
\end{aligned}$$

其中, $u_{m\nu} = \frac{\rho_{m\nu}}{D_n} = \begin{cases} (\kappa_n^+ - \kappa_n^-), & r \text{ 在公共面上}; \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$

$$u_{m\nu} = \frac{\rho_{m\nu}}{D_n} = \begin{cases} -\kappa_n^+ \frac{s_n}{V_n^+}, & r' \in H_n^+; \\ \kappa_n^- \frac{s_n}{V_n^-}, & r' \in H_n^-; \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

(2) 根据金属介质接触面的边界条件(6)式可以得出:

$$\begin{aligned}
\hat{n} \cdot D(r) &= \frac{j}{\omega} \nabla \cdot J_s(r), \\
\hat{n} \cdot D_n f_{m\nu} &= \frac{j}{\omega} I_n \frac{\pm l_{m\nu}}{A_n^{\pm}}, \\
D_n &= \frac{j \pm l_{m\nu}}{\omega \frac{A_n^{\pm}}{n \cdot f_{m\nu}}} I_n = \frac{j \pm l_{m\nu}}{\omega A_n^{\pm}} I_n \quad (11)
\end{aligned}$$

从(11)式可以看出,对于包含接触面的四面体电位移矢量的展开系数 D_n ,可以由接触面金属上的 RWG 展开系数 I_n 直接得到。因此在计算

互阻抗矩阵时,把接触面上的阻抗元素乘以(11)式的系数加到金属 RWG 的阻抗元素上,使得在不重复计算的同时满足了金属、介质接触面的边界条件。

1.3 馈电模型

贴片天线馈电采用文献[12]提到的细带模型等效探针,细带的宽度与贴片上微带线宽度相同,为 2.72 mm。

图 4 所示为本文的计算结果与文献[8]中天线输入阻抗值的比较。其中没有标记的为文献计算的结果,方框标记的为文献采用 HFSS 的仿真结果,星形标记的为本文计算的结果。

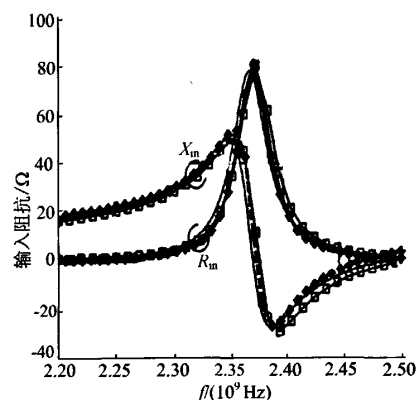


图 4 与文献对比的输入阻抗曲线

2 分形环天线结构及遗传算法

本文采用遗传算法对分形环天线的一些特性参数进行优化,旨在实现宽带的同时尽量谐振频率往低端延伸。根据天线的结构,本文以一阶分

形即不分形的天线作为初始的天线结构,按频率计算完一次循环后,存储每次计算的互阻抗矩阵用于优化时计算个体适应度值^[13]。

2.1 初始化的一阶分形环天线的结构

初始化一阶分形环天线的参数为:其最内环椭圆的轴比小于其它各椭圆环,其主半径为 8/2 mm,轴比为 1.1。其它椭圆环轴比为 1.5,主半径从内到外依次为 12/2、17/2、22/2、27/2、32/2、42/2、52/2、62/2 mm,为了防止优化时去掉环带后导致天线电流不连续,本文在建模时,椭圆环逐一下降 0.10、0.15、0.20、0.25、0.30、0.35、0.40 mm;微带线长 26.5 mm,宽 2.72 mm;馈电细带位于微带线边缘 1 mm 处,金属地板低于椭圆环底边 1.6 mm,长宽分别为 24.9 mm、70 mm;介质体长宽厚分别为 120 mm、70 mm、1.5 mm,相对介电常数为 2.5。天线结构如图 5 所示。

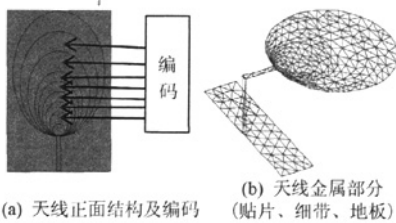


图 5 初始化天线结构

天线采用 7 位编码,如图 5 所示,只对椭圆环带进行编码,从内到外 9 个椭圆环中,1—2,2—3,3—4,4—5,5—6,6—7,7—8 共 7 个环带构成 7 位二进制编码。

2.2 遗传算法的优化操作和直接矩阵操作

本文采用遗传算法进行优化,图 6 所示为优化的基本流程。

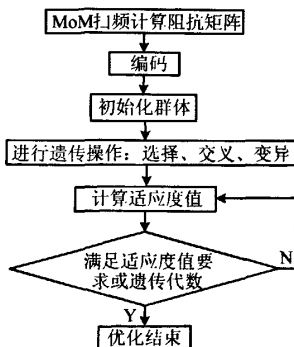


图 6 遗传算法优化流程

在计算适应度值时,直接对阻抗矩阵进行操作,即在矩量法计算的过程把每次互阻抗矩阵 Z

保留,扫频循环完成后进入遗传操作。遗传操作完成后,只需去掉阻抗矩阵中对应于天线去掉部分的元素,就能完成子代适应度值的计算。这一点有别于众多电磁仿真软件的优化功能,克服了它们优化时需要重新剖分、重新扫频计算互阻抗的弱点,从而提高了优化速度。操作过程如下:

$$Z = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} & \cdots & z_{1n} \\ z_{21} & & & & & \\ z_{23} & & & & & \\ z_{24} & & & & & \\ \vdots & & & & \ddots & \\ z_{n1} & \cdots & & & & z_{nm} \end{bmatrix},$$

$$Z' = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{14} & \cdots & z_{1n} \\ z_{24} & & & \\ \vdots & & \ddots & \\ z_{n1} & \cdots & & z_{nm} \end{bmatrix}.$$

Z 为某一频率下的阻抗矩阵,假设某一个生成元相关 2 个 RWG 基函数,其在全局中的序号为 2、3,那么对阻抗矩阵进行操作时可以去掉对应的第 2、3 行以及第 2、3 列,得到 Z' 。这样对初始阻抗矩阵进行简单的操作就完成新阻抗矩阵的生成,节约了大量的计算时间。

在这一部分内容中有一点需要注意,前文提到接触面上以 SWG 为基函数的阻抗矩阵,可以通过操作直接加到以金属 RWG 为基函数的阻抗矩阵上,处理方式如下:

进行遗传优化时操作的互阻抗,可由下面的矩阵来表述:

$$\begin{bmatrix} Z_{\alpha\alpha} & Z_{\alpha m} & Z_{\alpha b1} & \\ Z_{m\alpha} & Z_{mm} & Z_{mb1} & Z_{mb2} \\ Z_{b1\alpha} & Z_{b1m} & Z_{b1b1} & b1b2 \\ Z_{b2\alpha} & Z_{b2m} & Z_{b2b1} & Z_{b2b2} \end{bmatrix},$$

其中,1 代表与金属接触的介质边界 SWG;2 代表非接触的。按照去掉和未去掉的金属部分,把矩阵进一步拓展为:

$$\begin{bmatrix} Z_{c0c0} & Z_{c0c1} & Z_{c0m} & Z_{c0b1} & Z_{c0b2} \\ Z_{c1c0} & Z_{c1c1} & Z_{c1m} & Z_{c1b1} & Z_{c1b2} \\ Z_{mc0} & Z_{mc1} & Z_{mm} & Z_{mb1} & Z_{mb2} \\ Z_{b1c0} & Z_{b1c1} & Z_{b1m} & Z_{b1b1} & Z_{b1b2} \\ Z_{b2c0} & Z_{b2c1} & Z_{b2m} & Z_{b2b1} & Z_{b2b2} \end{bmatrix},$$

其中,0 代表金属上去掉的三角元对应的 RWG;1 代表金属上未去掉的三角元对应的 RWG。

把边界矩阵全部处理好,之后再去掉相应的 RWG,则矩阵转变形式如下:

$$\begin{bmatrix} Z_{c0c0} + f \cdot Z_{c0b1} & Z_{c0c1} + f \cdot Z_{c0b1} & Z_{c0m} & Z_{c0b1} & Z_{c0b2} \\ Z_{c1c0} + f \cdot Z_{c1b1} & Z_{c1c1} + f \cdot Z_{c1b1} & Z_{c1m} & Z_{c1b1} & Z_{c1b2} \\ Z_{mc0} + f \cdot Z_{mb1} & Z_{mc1} + f \cdot Z_{mb1} & Z_{mm} & Z_{mb1} & Z_{mb2} \\ Z_{b1c0} + f \cdot Z_{b1b1} & Z_{b1c1} + f \cdot Z_{b1b1} & Z_{b1m} & Z_{b1b1} & Z_{b1b2} \\ Z_{b2c0} + f \cdot Z_{b2b1} & Z_{b2c1} + f \cdot Z_{b2b1} & Z_{b2m} & Z_{b2b1} & Z_{b2b2} \end{bmatrix},$$
$$\begin{bmatrix} Z_{c1c1} + f \cdot Z_{c1b1} & Z_{c1m} & Z_{c1b2} \\ Z_{mc1} + f \cdot Z_{mb1} & Z_{mm} & Z_{mb2} \\ Z_{b2c1} + f \cdot Z_{b2b1} & Z_{b2m} & Z_{b2b2} \end{bmatrix}。$$

解释一下这样处理的理由:当去掉的三角元发生变化时,即 $c0$ 发生变化时,事先已经把所有的金属面矩阵都加了边界 SWG 矩阵,当去掉面元时,附加的矩阵也会去掉,未去掉的面元依然保持了附加的矩阵,而需要重新判断是哪些 $b1$ 变成了 $b2$,然后从大矩阵中取出即得到结果,实现完全阻抗矩阵的操作过程。

3 分形环天线的优化分析

文献[1—5]说明椭圆环天线具有良好的宽带特性,即椭圆环天线高频端的宽带特性相对容易实现,因此本文优化目标主要是使天线的工作频段往低频延伸。

本文做了 2 部分的工作:① 优化分形环天线使其能够工作于从 800 MHz 起的移动通信频段,由此设定适应度目标为 800 MHz;② 在保持天线外围尺寸不变的基础上,优化天线分形环的结构,以达到进一步降低天线谐振频点的目的,由此设定适应度目标为天线的最小谐振频率。

(1) 适应度目标一。适应度目标为 800 MHz 时的优化结果如图 7 所示。

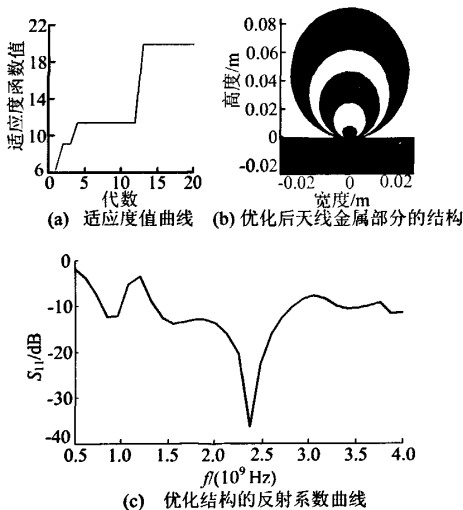


图 7 适应度目标一优化结果

(2) 适应度目标二。适应度目标为最小谐振频率时的优化结果如图 8 所示。

(3) 结果分析。由于体-面积分方程的计算量大,优化耗时,本文根据上述 2 个适应度目标,只计算了 4 个个体、20 代的结果。

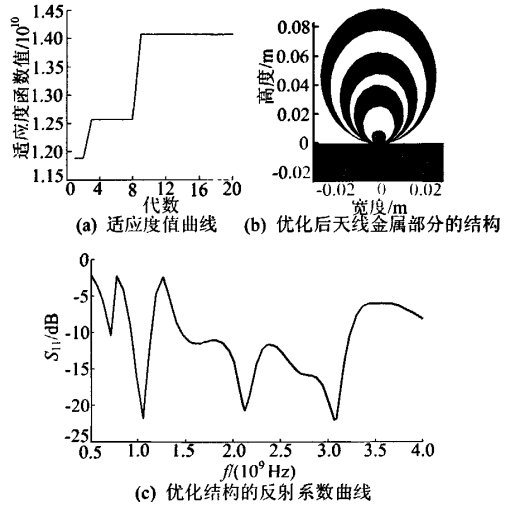


图 8 适应度目标二优化结果

对第 1 个适应度目标优化后,得到一个编码为 0011011 的三阶分形环天线,从图 7c 可以看出该天线在 800 MHz 时满足反射系数小于 -10 dB,总体上该天线能够满足当前整个移动通信的工作频率,而对 1 000~1 350 MHz 的频段有一定的抑制效果。

对第 2 个适应度目标优化计算得到的是一个编码为 0011010 的 4 阶分形环天线,该 4 阶分形环天线能在 700 MHz 处进行工作。从图 8 的反射系数曲线可以看出该天线有多个谐振带宽,其中最大的带宽为 1 500~3 250 MHz,优于 3 阶分形环天线。

4 结束语

本文采用具有通用性的体-面混合积分方程的方法,基于分形几何学的知识,采用遗传算法研究了宽带分形环天线。通过计算分析可以看出由于分形思想的引入,增加了天线的可调参数,通过改变环的迭代次数和半径参数,可以实现不同的宽带并降低工作频率以达到减小天线尺寸的目的。通过遗传算法优化,给出一个能够实现宽带覆盖当前整个移动通信工作频率的天线结构,并计算了该尺寸下的天线所能达到的最小工作频

率,计算结果对移动通信天线和宽带分形环天线的设计具有一定的指导意义。

[参 考 文 献]

- [1] Song C T P, Hall P S, Ghafouri S H, et al. Quasilog periodic circular ring monopole antenna[C]//IEEE Antenna and Propagation Conference, 2000;123—125.
- [2] Song C T P, Hall P S, Ghafouri S H, et al. Multi-circular loop monopole antenna[J]. Electronics Letters, 2000, 36(5):391—393.
- [3] Kazerooni M, Cheldavi A. Design and fabrication of wide band printed multi-ring fractal antenna for commercial applications [C]//PIERS Proceedings, Beijing, China, 2009; 506—510.
- [4] Azari A, Rowhani J. Ultra wideband fractal microstrip antenna design[C]//Progress in Electromagnetics Research C, 2008;7—12.
- [5] Tang Hongyan, Donnan R, Parini C. Printed multiple ring fractal antennas[C]//Communications, Circuits and Systems, International Conference on, 2005;489—492.
- [6] Nie Xiaochun, Yuan Ning, Li Lewei, et al. A fast volume-surface integral equation solver for scattering from composite conducting-dielectric objects[J]. IEEE Trans Antennas Propag, 2005, 53(2): 818—824.
- [7] Kulkarni S, Uy S, Lemdiaso R, et al. MoM volume integral equation solution for an isolated metal-dielectric resonator with the edge-based basis functions[J]. IEEE Trans Antennas Propag, 2005, 53(4):1566—1571.
- [8] Makarov S N, Kulkarni S D, Marut A G, et al. Method of moments solutions for a printed patch/slot antenna on a thin finite dielectric substrate using the volume integral equation [J]. IEEE Trans Antennas Propag, 2006, 54(4): 1174—1184.
- [9] Kim O S, Jorgensen E, Meincke P, et al. On the continuity condition for the higher-order VSIE MoM[C]//IEEE Antennas and Propagation Society Int Symp, 2004; 4048—4051.
- [10] Rao S M, Wilton D R, Glisson A W. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape[J]. IEEE Trans Antennas Propag, 1983, 30(3): 409—418.
- [11] Schaubert D H, Wilton D R, Glisson A W. A tetrahedral modeling method for electro-magnetic scattering by arbitrarily shaped inhomogeneous dielectric bodies[J]. IEEE Trans Antennas Propag, 1984, 32(1):77—85.
- [12] Makarov S N. Antenna and EM modeling with MATLAB [M]. 许献国, 译. 北京: 北京邮电大学出版社, 2006: 45—47, 192.
- [13] 王 钊. 基于遗传算法的主生产计划优化模型[J]. 合肥工业大学学报: 自然科学版, 2008, 31(12):1933—1936.
- [14] (责任编辑 张 镭)

(上接第 1896 页)

- Journal of Quantitative Spectroscopy & Radiative Transfer, 2007, 107(1):72—82.
- [6] 乔利锋, 张永明, 谢启源, 等. 火灾烟颗粒的分形结构形状模拟与光散射计算[J]. 物理学报, 2007, 56(11):6736—6741.
- [7] Mishchenko M I, Travis L D, Lacis A A. Scattering, absorption, and emission of light by small particles[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2002;68—110.
- [8] Filippov A V, Zurita M, Rosner D E. Fractal-like aggregates: relation between morphology and physical properties [J]. Journal of Colloid and Interface Science, 2000, 229(1): 261—273.
- [9] Shkuratov Y, Ovcharenko A, Zubko E. The negative polarization of light scattered from particulate surfaces and of independently scattering particles[J]. Journal of Quantitative Spectroscopy & Radiative Transfer, 2004, 88:267—284.
- [10] Draine B T, Flatau P J. Discrete-dipole approximation for scattering calculations [J]. Journal of the Optical Society of America A, 1994, 11(4):1491—1499.
- [11] GB 4715—93, 典型感烟探测器技术要求及试验方法[S].
- [12] Klusek C, Manickavasagam S, Mengüç M P. Compendium of scattering matrix element profiles for soot agglomerates [J]. Journal of Quantitative Spectroscopy & Radiative Transfer, 2003, 79:839—859.
- [13] Tanré D, Remer L A, Kaufman Y J, et al. Retrieval of aerosol optical thickness and size distribution over ocean from the MODIS airborne simulator during TARFOX [J]. Journal of Geophysical Research, 1999, 104 (D2): 2261—2278.
- [14] GB/T 13270—91, 大气试验粉尘标准样品模拟大气尘 [S].
- [15] Schultze T, Willms I. False alarm rejection by image-based light scattering measurements [C]//Proceedings of 14th International Conference on Automatic Fire Detection, 2009; 65—72.
- [16] (责任编辑 闫杏丽)

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训：

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com)，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势：

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

联系我们：

- ※ 易迪拓培训官网：<http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网：<http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店：<http://shop36920890.taobao.com>