

# 波导缝隙阵天线的快速优化设计

谢拥军, 辛娟, 王鹏

(西安电子科技大学天线与微波技术国家重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘要:** 本文利用 Elliott 设计方程考虑波导缝隙阵天线中单元间的耦合效应, 提出“电流分布逼近”作为目标函数, 利用遗传优化算法对谐振式波导缝隙阵天线进行方向图优化设计. 本文设计了一个 4 元波导缝隙阵, 证明了这种方法是有效的, 并完成了一个 8 元缝隙阵的设计实例. 数值结果表明, 本文方法相比于传统“方向图逼近”优化方法更加快速有效, 并且可以应用到大型的波导缝隙阵的设计之中.

**关键词:** 缝隙阵天线; 遗传算法; 优化

**中图分类号:** TN82011+2      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2006) 09-1726-03

## Fast Optimal Design of the Waveguide Slotted Array

XIE Yong-jun, XIN Juan, WANG Peng

(National Laboratory of Antennas and Microwave Technology, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract** A novel fast optimal design method based on genetic algorithm (GA) is given for the rectangular waveguide slotted array. “Approaching ideal current” cost function is present in this optimal method instead of the “Approaching ideal pattern” cost function in conventional method, considering the mutual coupling in the waveguide slotted array in the Elliott equations. The results of 4-slot array show the validity of this method, the array of 8-slot is also analyzed. Examples show that this method is much more quick than conventional method based on “Approaching ideal pattern” optimization, and this method can be used to the large array design.

**Key words** slotted array antenna; genetic algorithm; optimization

### 1 引言

矩形波导缝隙阵天线在窄波束或赋形波束的微波通信和雷达系统中获得了广泛应用. 由于它具有体积小、重量轻、口径效率高、宽角副瓣低等特点, 在机载雷达上为优先选用的天线形式. 在波导缝隙阵天线中, 缝隙间的耦合效应对天线方向图的影响很大, 因此设计中要考虑耦合效应<sup>[1-3]</sup>.

由于遗传算法具有全局多变量优化特性, 使其成为应用于缝隙阵天线优化设计中的理想方法. 缝隙阵天线的设计重点是互耦的考虑, 我们的理论分析以及下文的实例计算都证明了遗传算法对缝隙阵的设计是有效的. 现有的利用遗传算法的优化设计方法一般都是以逼近理想方向图作为目标函数进行优化的<sup>[4]</sup>. 这种方法需要在迭代的每一步产生方向图, 并且和理想方向图进行比较, 多次迭代, 多次比较, 最终得到满足要求的方向图, 这在计算上将会耗费大量的时间. 本文利用 Elliott 方程, 提出基于“激励电流分布逼近”的目标函数进行优化, 将考虑互耦影响后的电

流分布值与未考虑互耦的天线阵综合出的理想电流分布值比较, 优化天线结构参数, 计算出和理想电流值最接近的缝隙结构参数. 这种方法中省去了每次迭代中生成方向图的过程, 节省了大量计算时间.

### 2 Elliott 波导缝隙阵设计方程<sup>[1]</sup>

Elliott 的两个设计方程为:

$$\frac{Y_n^a}{G_0} = K_1 f_n \sin k l_n \frac{V_n^s}{V_n} \quad (1)$$

$$\frac{Y_n^a}{G_0} = \frac{K_2 f_n^2}{Z_n^a} \quad (2)$$

式中,  $Y_n^a/G_0$  是缝隙的归一化导纳,  $K_1, K_2$  是常数,  $V_n$  是模式电压,  $V_n^s$  是缝隙电压,  $f_n = \frac{\cos \beta l_n - \cos k l_n}{\sin k l_n} \sin \frac{\pi x_n}{a}$ , 单个缝隙的等效阻抗表示为:  $Z_n^a = Z_m^a + Z_n^b$ , 其中,  $Z_m^a$  表示单个缝隙的自阻抗,  $Z_n^b = \sum_{m=1}^N \frac{V_m^s \sin k l_m}{V_n^s \sin k l_n} Z_{nm}$ ,  $Z_{nm}$  是  $n, m$  缝隙间的互耦阻抗.

收稿日期: 2005-07-23 修回日期: 2005-12-05

基金项目: 本文受新世纪优秀人才支持计划资助 (No. NCET-04-0950)

首先我们计算缝隙间的互耦阻抗  $Z_{nm}$ . 缝隙 1,2 的互阻抗计算如图 1 所示:

$$r = [(x_1 + x_2)^2 + (z + \xi_2)^2]^{1/2}$$

$$r_1 = [(x_1 + x_2)^2 + (z + \xi_2 - l_1)^2]^{1/2}$$

$$r_2 = [(x_1 + x_2)^2 + (z + \xi_2 + l_1)^2]^{1/2}$$

$$z = \lambda g / 2$$

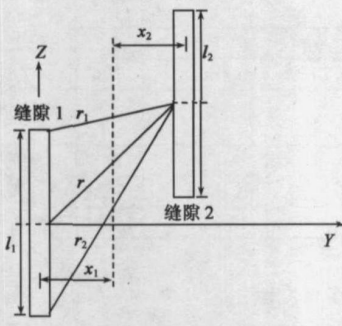


图 1 缝隙 1,2 之间互耦阻抗的计算

$$Z_{12} = \frac{j30}{\text{sinkl}_1 \cdot \text{sinkl}_2} \int_{-l_2}^{l_2} \left( \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} - 2\coskl_1 \frac{e^{-jkr}}{r} \right) \cdot \text{sink}(l_2 - |\xi_2|) d\xi_2 \quad (3)$$

$Z_{12}$  为缝隙 1 和 2 之间的互耦阻抗. 习惯上将方程式 (3) 对波长归一. 当归一化后, 实部和虚部分量为

$$R_{12} = \frac{30}{\text{sinkl}_1 \cdot \text{sinkl}_2} \int_{-l_2/\lambda}^{l_2/\lambda} \left( \frac{\text{sink}r_1}{r_1/\lambda} + \frac{\text{sink}r_2}{r_2/\lambda} - 2\coskl_1 \frac{\text{sink}r}{r/\lambda} \right) \cdot \text{sink}(l_2 - |\xi_2/\lambda|) d(\frac{\xi_2}{\lambda}) \quad (4)$$

$$X_{12} = \frac{30}{\text{sinkl}_1 \cdot \text{sinkl}_2} \int_{-l_2/\lambda}^{l_2/\lambda} \left( \frac{\text{cos}r_1}{r_1/\lambda} + \frac{\text{cos}r_2}{r_2/\lambda} - 2\coskl_1 \right) \frac{\text{sink}r}{r/\lambda} \cdot \text{sink}(l_2 - |\xi_2/\lambda|) d(\frac{\xi_2}{\lambda}) \quad (5)$$

式中,  $x_n, l_n$  是第  $n$  个缝隙的偏移量, 谐振长度.  $\lambda g$  是波导波长. 其余参量参照图示. 其他缝隙间的阻抗可以由缝隙 1,2 的阻抗类推得到.

将方程式 (1) 和 (2) 联立, 可以写成以下的矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \cdots & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^s \text{sinkl}_1 \\ V_2^s \text{sinkl}_2 \\ \vdots \\ V_n^s \text{sinkl}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |f_1| \\ |f_2| \\ \vdots \\ |f_n| \end{bmatrix} \quad (6)$$

由于所求的是电压分布比值, 因此式中常数因子 ( $K_2 V / K_1$ ) 被省略.

根据上述矩阵方程求出已知缝隙偏移量  $x_n$ , 谐振长度  $l_n$  时各个缝隙的电压分布  $V_n^s$ .

由电流和电压之间的关系可以求出电流分布.

$$\begin{cases} V_1^s = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 + \cdots + Z_{1n} I_n \\ V_2^s = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 + \cdots + Z_{2n} I_n \\ \vdots \\ V_n^s = Z_{n1} I_1 + Z_{n2} I_2 + \cdots + Z_{nn} I_n \end{cases} \quad (7)$$

对方程 (7) 进行矩阵求逆, 计算出缝隙的电流分布, 并根据道尔夫一切比雪夫分布或泰勒线源分布综合出的缝隙激励电流幅度和相位进行比较.

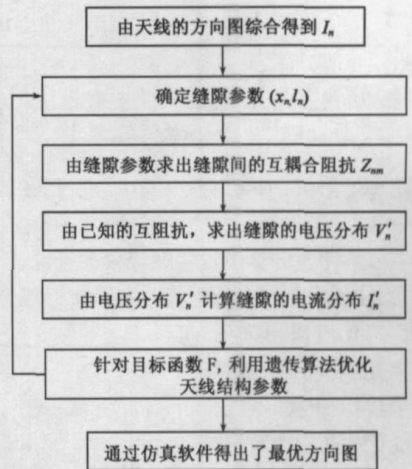
### 3 电流逼近目标函数的优化过程

我们选取逼近电流分布作为目标函数进行优化<sup>[5]</sup>, 即

选取目标函数:

$$F = \sum \{ (|I_n| - |I'|)^2 + [\text{angle}(I_n)]^2 \} \quad (8)$$

式中,  $I_n$  是理想电流分布,  $I'_n$  是由给定缝隙参数计算得到的电流分布. 利用遗传算法优化出使  $F$  最小时缝隙的物理参数, 即优化变量 ( $x_n, l_n$ ), 然后根据这组数据计算出方向图. 传统的优化方法都是方向图逼近目标函数, 这将需要产生多次方向图, 会耗费大量的计算时间, 而我们的优化方法避免了生成多次方向图, 节约了大量的时间. 设计步骤如下:



## 4 数值实例

### 4.1 4 元缝隙阵

为了验证我们的优化方法的有效性, 首先优化  $f = 9.375 \text{GHz}$  时, 一个 4 缝隙的小型线阵, 如图 2 所示:

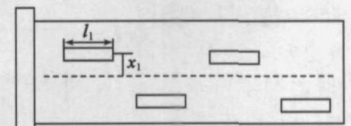


图 2 4 元波导缝隙阵

表 1 利用遗传算法优化得出缝隙的偏移量 (单位: mm)

n	1	2	3	4
偏移量	2.2012	4.4983	4.4983	2.2012

此优化结果与参考文献 [1] 中的误差很小, 可以证明以电流分布作为目标函数的优化方法可以得到合理的结构参数. 参考文献 [1] 中, 首先求出不考虑耦合的缝隙参数, 接着求出缝隙的互耦阻抗, 这与本文的方法相同, 不同的是, 我们利用电流逼近做为目标函数直接求出所要求的方向图, 而参考文献则是在强调满足缝隙的有效阻抗必须是实数的情况下, 以缝隙的有效阻抗虚部为零来限制, 并求得缝隙参数. 对于迭代出的每一组缝隙参数都需要用仿真软件求出方向图并且与理想方向图做比较, 达到所要精度时方可停止迭代.

### 4.2 8 元缝隙阵的设计

我们优化一个 8 元的缝隙阵: 我们设计的中心频率是  $9.375 \text{GHz}$ . 阵列的形式选择为矩形波导宽边纵向驻波阵列, 采用一根辐射波导, 在其宽边开 8 个缝隙, 如图 3 所示, 波导一



图 3 8 元波导缝隙阵

表 2 天线综合得到的电流分布

n	1	2	3	4	5	6	7	8
电流幅度	0.5787	0.6600	0.8750	1.000	1.000	0.8750	0.6600	0.5787

表 3 优化后缝隙的物理参数 (单位: mm)

n	1	2	3	4	5	6	7	8
偏移量	1.9228	2.5248	3.1115	3.5103	3.5103	3.1115	2.5248	1.9228
缝长	15.560	15.637	15.733	15.809	15.809	15.733	15.637	15.560

端加短电路板,一端为馈电端口,进行天线阵综合,得到电流分布<sup>[6]</sup>.

利用遗传算法对缝隙参数进行优化,得到一组缝隙参数,使得由它产生的电流分布最接近理想的电流分布.

我们选用未考虑互耦设计的缝隙参数作为遗传算法优化的初始参数,这样会减少迭代步数.根据优化前后的结构参数设计波导缝隙阵,并利用 *Ansoft HFSS* 仿真软件计算出方向图,驻波特性,如图 4 所示.可以看出,优化后的方向图的副瓣均低于优化前的方向图,压低了副瓣,主瓣略微变宽,这是由于考虑互耦前后所计算的电流分布有所相差造成的.本文优化设计中我们充分考虑了缝隙间距、缝长对方向图的影响,通过优化算法,可以明显地改善方向图.在优化过程中,本文方法并不是以方向图逼近作为目标函数,而是以电流分布逼近作为目标函数,因而可以实现快速优化的目的.

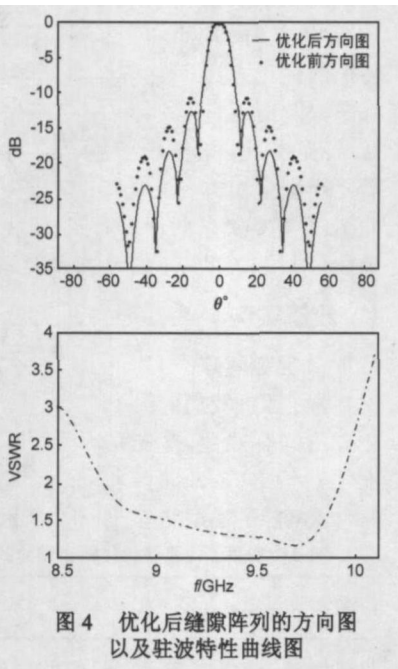


图 4 优化后缝隙阵列的方向图以及驻波特性曲线图

5 结论

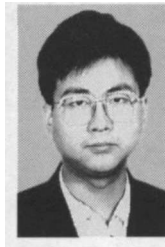
本文以电流分布作为目标函数,利用遗传算法通过对缝隙物理参数的多次迭代,优化得出了逼近理想电流分布的最佳缝隙结构参数,进而得到了最优方向图,这种方法比起传统的方向图逼近目标函数的优化方法,省去了在每次迭代过程中都生成方向图并且与理想方向图进行比较这一步骤,节约了大量的 CPU 时间.在这里我们特别指出,

由于我们在迭代的每一步都省去了由电流计算方向图,因此使计算时间减少了一到两个数量级.由于本文方法可实现快速优化设计,所以在应用于大型缝隙阵天线设计时更加有效.

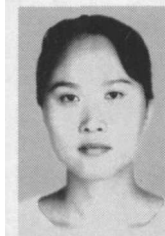
## 参考文献:

- [1] ELLIOTT R. Antenna Theory and Design [M]. Englewood Cliffs: Prentice-Hall Inc, 1981. 325- 420.
- [2] ELLIOTT R, KURTZ L. The design of small arrays [J]. IEEE Trans Antennas Propagation, 1978, AP-26(2): 214- 219.
- [3] ELLIOTT R, O' LOUGHLIN W, WILLIAM R. The design of slot arrays including internal mutual coupling [J]. IEEE Trans Antennas Propagation, 1986, AP-34(9): 1149- 1154.
- [4] 王宏建,等.遗传算法在波导裂缝阵列天线设计中的应用 [J]. 电子学报, 2002, 30(3): 309- 312.  
WANG Hong-jian et al. The application of genetic algorithms (GAs) on the design of the waveguide slotted array [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(3): 309- 312.
- [5] 陈国良. 遗传算法及其应用 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1996.
- [6] 贾西克. 天线工程手册 (上册) [M]. 茅于宽,等,译. 北京: 国防工业出版社, 1966.

## 作者简介:



谢 军 男, 1969 年 5 月生于陕西西安, 教授, 博士生导师, 主要从事计算电磁学, 微波通信等领域的研究. E-mail: yjxi@xidian.edu.cn



辛 娟 女, 1981 年 2 月出生于西安市, 研究生, 主要研究方向为微波通信.  
E-mail: xinjuan1999@yahoo.com.cn

王 鹏 男, 1980 年 12 月出生于河南郑州, 博士生, 主要研究方向为电磁场数值计算. E-mail: evan\_wj@163.com