

文章编号: 1001-4322(2005)04-0586-05

# 高功率微波同轴阻抗变换器优化设计及功率计算\*

陈依军, 叶君永, 黄卡玛

(四川大学 电子信息学院, 四川 成都 610064)

**摘 要:** 在高功率微波应用中,同轴线的阻抗匹配十分重要。通过同轴线内导体的渐变,可以实现阻抗变换与阻抗匹配。内导体渐变可以采用多项式、余弦、指数等函数形式。用时域有限差分方法计算同轴线的反射系数,以同轴线内导体渐变段的长度和反射系数达到最小为目标,采用遗传算法优化渐变段的结构参数,得到了反射系数为 0.015、渐变长度为 148 mm 的同轴线阻抗变换结构。在一套具有 16 节点的 Beowulf 型并行计算机系统上采用主从式并行计算技术完成了计算,缩短了遗传算法搜索时间。最后计算和分析了该同轴线阻抗变换结构的带宽和微波功率容量,该结构峰值功率达 8.734 MW。

**关键词:** 同轴线; 遗传算法; 时域有限差分法; 阻抗变换器; 并行运算

**中图分类号:** TN624 **文献标识码:** A

许多高功率微波源的输出部件具有低阻抗同轴线结构,这类低阻抗同轴结构与天线等其它部件相连时,往往要求将低阻抗变换为高阻抗。如何有效、简单地实现这种同轴结构阻抗变换是人们研究的课题。常用的同轴线阻抗变换器有直线渐变式和阶梯渐变式两种<sup>[1,2]</sup>。但是这两种变换方式在结构上具有尺寸的突变,不利于器件在高功率条件下工作,所以在设计时需要考虑不连续性的影响与修正。本文提出了一种让内导体自然过渡到较细的结构的方法来设计阻抗变换器。

遗传算法(Genetic Algorithm,简称 GA)<sup>[3]</sup>是美国密歇根大学 Holland 教授模拟生物进化方式而提出的一种搜索寻优算法,具有搜索效率高和能够全局寻优等特点。它的出现为解决同轴结构阻抗变换提供了新的途径。FDTD(时域有限差分)特别适合于分析和计算三维复杂结构问题<sup>[4]</sup>。本文结合了这两种算法的优点,采用 FDTD 计算同轴阻抗变换器的反射系数,通过 GA 对反射系数和变换段的长度进行优化。同轴阻抗变换器设计的目的是追求较小的反射系数及较短的长度和具有较高的峰值功率,为了设计出满足这些条件的最佳结构,设计的基本思想是将内导体自然过渡到较细的结构,采用多项式,Hermit 插值等方式描述内导体渐变,并且渐变部分一阶可导。在一套具有 16 节点的 Beowulf 并行计算机系统上使用主从式并行计算技术完成了计算,缩短了遗传算法搜索时间。最后,根据在标准大气压下空气击穿公式计算了该阻抗变换器的微波峰值功率和带宽。为了验证计算的准确性,采用了有限元法对模型的反射系数进行检验,发现两种方法计算结果基本吻合。得到了反射小,渐变长度短,峰值功率高的同轴结构。

## 1 同轴线阻抗变换模型

图 1 为计算模型,同轴结构中间介质是空气,外导体直径  $D_1$  为 60 mm,内导体直径  $D_2$  为 50 mm。渐变后内导体直径  $D_3$  为 22 mm。 $L_1=5$  mm, $L_2=45$  mm, $L_3$  是待定长度,同轴结构的总长度是 230 mm,其中  $L_1, L_2, L_4$  的长度对计算结果没有影响。工作频率是 3 GHz,阻抗由  $11 \Omega$  变成  $60 \Omega$ 。

## 2 数值计算方法

### 2.1 内导体过渡结构

计算模型如图 1 所示。把图 1 中内导体变化的边界写

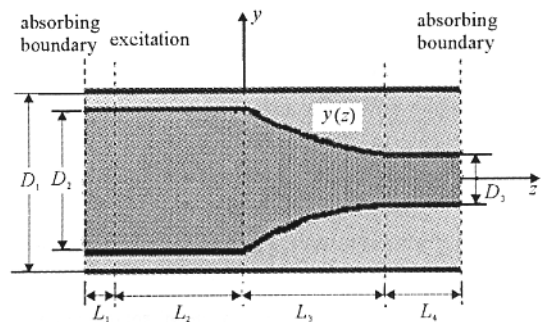


Fig. 1  $yoz$  plane of coaxial structure

图 1 同轴结构  $yoz$  平面图

\* 收稿日期:2004-05-14; 修订日期:2004-12-14

基金项目:国家杰出青年科学基金资助课题(60125102)

作者简介:陈依军(1981—),男,硕士研究生,主要研究方向为微波理论和电磁场数值计算;E-mail: chenyj00000@163.net.

成  $z$  的函数  $y = g(z)$ , 采用了以下几种处理函数:

①多项式

$$y = a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + a_3 z^3 \tag{1}$$

式中:  $a_0, a_1, a_2, a_3$  是常数。

②Hermit 插值

$$y_{2n-1}(x) = \sum_{i=1}^n \{y_i + 2(z - z_i)[y'_i - 2y_i l'_i(z_i)]\} l_i^2(z) \tag{2}$$

式中:  $y_i, z_i$  是第  $i$  个插值点在图 1 中的坐标,  $y'_i$  是第  $i$  个插值点对  $z_i$  的导数。

$$l_i(x) = \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \frac{z - z_j}{z_i - z_j}; \quad l'_i(z) = \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \frac{1}{z_i - z_j}$$

③磨光函数是一类适应保凸性要求的曲线拟合函数<sup>[5]</sup>,

$$y(z) = \frac{(D_2 - D_3)\Omega(k, \frac{(k+1)z}{2(z-L_3)})}{2\Omega(k, 0)} + \frac{D_2}{2} \tag{3}$$

式中:

$$\Omega(k, z) = \begin{cases} 0 & z > \frac{k+1}{2} \quad \text{或} \quad z < -\frac{k+1}{2} \\ \sum_{j=0}^{k+1} \frac{(-1)^j C_{k+1}^j \varphi(z, k, j)}{k!} & \text{其它} \end{cases}$$

$$\varphi(z, k, j) = \begin{cases} 0 & z + \frac{k+1}{2} - j < 0 \\ (z + \frac{k+1}{2} - j)^k & \text{其它} \end{cases}$$

其中,  $k$  是常数, 取值越大, 函数越光滑。

④余弦函数

$$y = b_0 + b_1 \cos(m_0 z) \tag{4}$$

式中:  $b_0, b_1, m_0$  是常数。

⑤指数函数

$$y = c_0 + c_1 e^z + c_2 e^{2z} + c_3 e^{3z} \tag{5}$$

式中:  $c_0, c_1, c_2, c_3$  是常数。

### 2.2 用 FDTD 算法计算反射系数

在  $z = -L_2$  设连接边界, 加入激励, 激励源为 TEM 入射波,  $E_{in} = \sin(\omega t)/r$ ,  $H_{in} = E_{in}/Z$ , 其中  $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ ,  $Z$  是特性阻抗。每个方向都采用均匀网格划分, 网格边长是 2 mm。取时间步长  $\Delta t = (2 \times 10^{-3})/2c$ ,  $c$  是真空光速。分别在  $z = -(L_1 + L_2)$  和  $z = (L_3 + L_4)$  处加吸收边界, 吸收边界采用 Mur 一阶吸收边界。

### 2.3 用遗传算法搜索渐变长度

该最优化问题的数学模型可表示为  $\min(|S_{11}|, L_3)$ , 在遗传算法中, 把变化部分的长度  $L_3$  作为搜索变量。把  $L_3$  与  $|S_{11}|$  的函数组合  $f = \zeta / (e^{n|S_{11}|} + mL_3)$  作为目标函数, 其中  $S_{11}$  为反射系数,  $\zeta, n$  和  $m$  是常数, 取  $\zeta = 1.25, n = 10, m = 0.001$ 。交叉概率是 0.5, 变异概率是 0.02, 群体个数是 15 个。目前, 遗传算法主要有主从式、粗粒度、细粒度 3 种并行模型。在一台 16 节点的 Beowulf 并行机上实现了主从式并行遗传算法<sup>[6,7]</sup>, 它的原理是把耗时的同轴结构计算创建为若干从进程。除数值计算的剩余任务由一个主进程承担外, 主进程同时承担管理和协调任务。并行遗传算法流程如图 2 所示。

## 3 数值计算结果与讨论

### 3.1 计算结果

$L_3$  渐变的几种函数形式及搜索结果见表 1。用 FDTD 和 FEM 两种方法得到的反射系数能够吻合。可以看出, 渐变部分呈余弦变化时, 具有最高的适应度。最优阻抗变换器参数  $b_0 = 36, b_1 = 14, m_0 = \pi/148$ , 反射系数是 0.015。

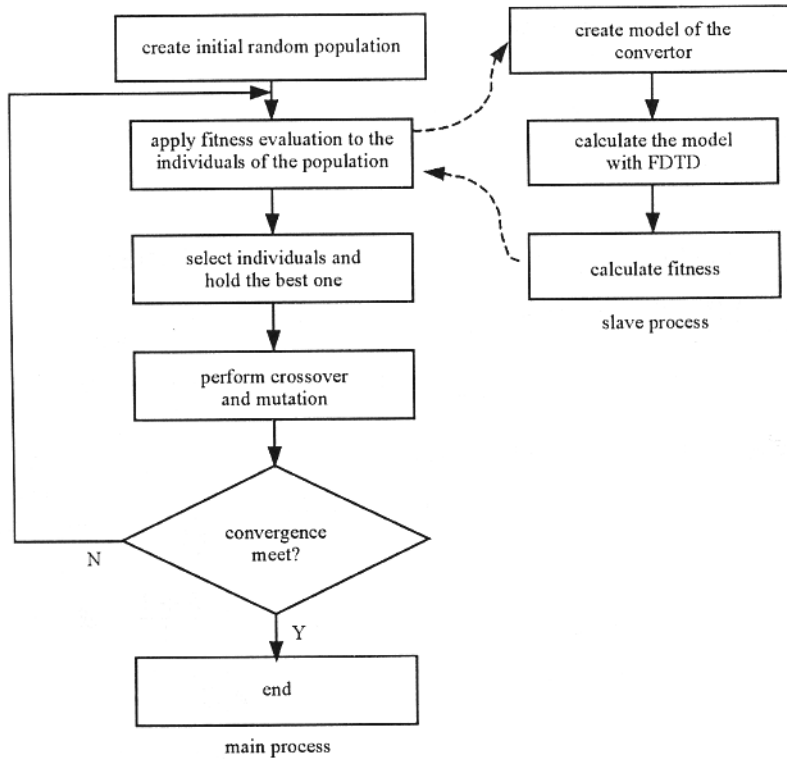


Fig. 2 Flow chart of parallel genetic algorithms

图 2 并行遗传算法的设计流程图

表 1 各种结构的反射系数、渐变长度和适应度值

Table 1 Reflection coefficient, changing length and fitness of each structure

function	$S_{11}$ (FDTD)	$S_{11}$ (FEM)	$L_3$ /mm	fitness
cosine	0.015	0.011	148	0.954
burnish	0.015	0.012	162	0.944
Hermit	0.018	0.015	156	0.924
exponent	0.020	0.022	146	0.914
polynomial	0.023	0.022	152	0.886

同轴结构中电场总场模值分布如图 3、图 4 所示。

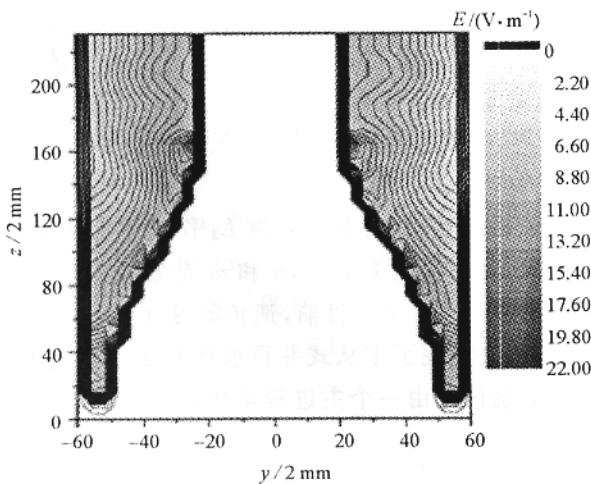


Fig. 3 Amplitude distribution of electric field in  $yoz$  plane

图 3  $yoz$  平面总场模值分布

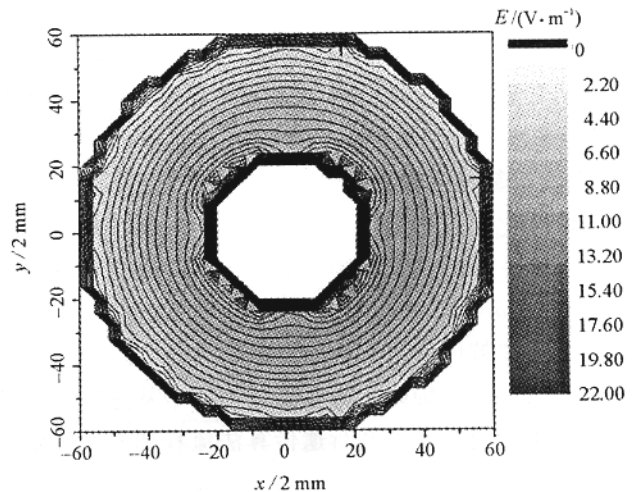


Fig. 4 Amplitude distribution of electric field in  $xoy$  plane

图 4  $xoy$  平面总场模值分布图

由图 3 可以看出：内导体变细，导致电场分布不均匀，电场在  $z = -(L_1 + L_2)$  和  $z = L_3$  两处具有最大值。由图 4 可以看出，电场分布成中心对称，但是在接近内导体部分，由于阶梯网格模拟光滑表面的影响，内导体周围电场分布不均匀。

### 3.2 带宽分析

同轴线  $|S_{11}|$  随  $f$  的变化规律如图 5 所示, 在频率  $1.9 \text{ GHz} < f < 3.9 \text{ GHz}$  范围内,  $|S_{11}| < 0.05$ , 阻抗匹配十分理想。

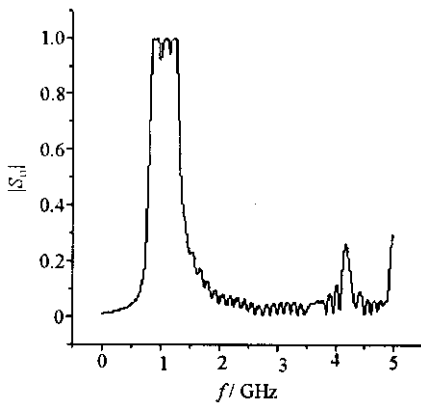


Fig. 5  $|S_{11}|$  vs frequency

图 5  $|S_{11}|$  随频率的变化曲线

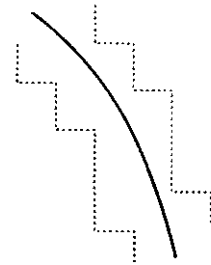


Fig. 6 Dealing with the boundary

图 6 边界点处理

### 3.3 微波击穿功率计算

由于 FDTD 计算中, 采用阶梯网格近似模拟同轴线表面, 引入了不光滑因素。为了计算电场在  $z = -(L_1 + L_2)$  和  $z = L_3$  两处的电场值, 可以取与之相邻网格电场的平均值<sup>[8]</sup>, 如图 6 所示。在输入功率为  $1.5 \text{ mW}$ ,  $z = -(L_1 + L_2)$  处的平均电场是  $21.08 \text{ V/m}$ ,  $z = L_3$  处的平均电场是  $22.74 \text{ V/m}$ 。

同轴线工作在  $3 \text{ GHz}$  下, 击穿场强的电场峰值计算公式<sup>[9]</sup>是

$$I_{\text{th}} = \frac{0.144 \cdot 2 \times 10^{-6}}{pt_p} (f^2 + 7.304 \times 10^5 p) \left[ 0.142 pt_p + \ln \left( \frac{0.124 \cdot 1 \times 10^{11} f^2}{n_a} \right) \right] \quad (7)$$

$$E_{\text{th}} = 0.275 \times 10^6 \sqrt{I_{\text{th}}} \quad (8)$$

式中:  $I_{\text{th}}$  是大气击穿阈值平均功率密度 ( $\text{MW}/\text{cm}^2$ );  $f$  是工作频率 ( $\text{GHz}$ );  $p$  是大气压强 ( $0.1 \text{ MPa}$ );  $t_p$  是脉宽 ( $\text{ns}$ );  $n_a$  是大气中种子电子密度 ( $\text{cm}^{-3}$ );  $E_{\text{th}}$  是大气击穿阈值电场峰值 ( $\text{V/m}$ )。

由公式(7)、(8)得到一个标准大气压下同轴线的击穿场强:  $1.72 \times 10^6 \text{ V/m}$ 。由于该同轴结构是线性结构, 功率与场强的平方具有线性关系

$$\frac{P_{\text{th}}}{P_0} = \left( \frac{E_{\text{th}}}{E_0} \right)^2 \quad (9)$$

式中:  $P_{\text{th}}$  是击穿时输入功率;  $E_{\text{th}}$  是击穿阈值电场峰值;  $P_0$  是输入功率;  $E_0$  是在  $P_0$  输入功率下得到的场强。由式(9)计算得到击穿功率  $P_{\text{th}}$  为  $8.734 \text{ MW}$ 。

## 4 结 论

本文利用 FDTD 算法与遗传算法搜索了同轴结构内导体渐变过程, 并且利用并行处理方法计算种群中每个个体的适应度值。所得结果与有限元法计算结果符合较好。数值计算结果表明, 遗传算法和 FDTD 算法结合能够用于同轴阻抗变换结构的设计中, 我们得到了反射系数  $0.015$ , 渐变长度  $148 \text{ mm}$ , 峰值功率达  $8.734 \text{ MW}$  的同轴结构。由于 FDTD 法网格划分受计算机计算时间与内存的限制, 在模拟渐变结构时最好能采用非均匀网格剖分, 这个问题有待进一步研究。

### 参考文献:

- [1] Bandler J W, Macdonald P A. Optimization of microwave networks by razor search[J]. *IEEE T Trans Microwave Theory Tech*, 1969, 17(8): 552—562.
- [2] 陈抗生. 应用电磁学[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2001. (Chen K S. Applied electromagnetism. Hangzhou: Zhejiang University Press, 2001)
- [3] Michalewicz Z. Genetic Algorithms + Data Structure = Evolution Programs[M]. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [4] Sullivan D M. Electromagnetic simulation using the FDTD method[M]. New York: IEEE Press, 2000.
- [5] 王仁富. 数值逼近[M]. 北京: 高等教育出版社, 1996. (Wang F R. Numerical approximation. Beijing: Higher Education Press, 1996)
- [6] Mahfoud S W, Goldberg D E. Parallel problem solving from nature[M]. Amsterdam: Elsevier, 1989.

- [7] 陈星,黄卡玛,闫丽萍,等. 变形螺旋天线的自动设计[J]. 强激光与粒子束,2004,16(5):636—640. (Chen X, Huang K M, Yan L P, et al. Automated design of modified helical antennas. *High Power Laser and Particle Beams*, 2004,16(5) :636—640)
- [8] Booton R C. Computational methods for electromagnetic and microwaves[M]. New York: John Wiley-Interscience Publication, 1992.
- [9] 周光镒,朱红刚. 高功率微波脉冲大气传输的一些规律[J]. 强激光与粒子束,1996,8(4):485—490. (Zhou G Y, Zhu H G. Some properties of high power microwave pulse propagation in the atmosphere. *High Power Laser and Particle Beams*, 1996,8(4):485—490)

## Optimal design and power capacity calculation for high power microwave coaxial impedance convertor

CHEN Yi-jun, YE Jun-yong, HUANG Ka-ma

(College of Electronic Information, Sichuan University, Chengdu 610064, China)

**Abstract:** The coaxial impedance convertor plays a very important role in the field of high power microwave. The impedance of a coaxial line can be converted by gradually changing the diameter of the inner conductor of the coaxial line, and some functions such as the polynomial, the cosine, the exponent and etc, can be applied to describe the curve of the diameter variation. In this paper, the finite-difference time-domain method (FDTD) was used to calculate the reflection coefficient in the coaxial line, and Genetic Algorithm (GA) was adopted to optimize the curve in order to design a convertor with a shortest length of the diameter-changing inner conductor and a minimal reflection coefficient. The optimization calculation of the GA was parallelized in the master-slave model and run in a Beowulf system with 16 nodes to improve its efficiency. As a result, a convertor was designed, whose reflection coefficient is 0.015 and the length of the conductor is 148 mm. The power capacity and bandwidth of the convertor were computed and analyzed. Results show its power capacity is as high as 8.734 MW.

**Key words:** Coaxial line; Genetic algorithm; FDTD; Impedance convertor; Parallel calculation