

# 基于模式匹配法的波导滤波器分析

李进杰, 郭 龙

(海军航空工程学院 青岛分院 山东 青岛 266041)

**摘 要:**采用模式匹配法对波导滤波器的不连续性进行了分析,给出了模式匹配法分析波导滤波器的基本步骤,并用 Matlab 编写了用于计算波导滤波器  $S_{11}$  和  $S_{21}$  参数的模式分析程序,最后对波导对称 H 面膜片滤波器的  $S_{11}$  和  $S_{21}$  参数特性进行了计算,并对仿真结果进行了分析,总结了应用模式匹配法分析波导滤波器时应注意的一些问题。

**关键词:**模式匹配;波导滤波器;不连续性; $S_{11}$ ,  $S_{21}$  参数

中图分类号:TN82

文献标识码:A

文章编号:1004-373X(2008)19-004-03

## Analysis of Wave-guide Filter Based on Mode Matching Method

LI Jinjie, GUO Long

(Qingdao Branch, Naval Aeronautical Engineering Academy, Qingdao, 266041, China)

**Abstract:** This article analyses the discontinuousness of wave-guide filter using mode matching method, and the basic steps for analyzing wave-guide filter using mode matching method are presented, the mode-analyzing programme for calculating the  $S_{11}$  and  $S_{21}$  of wave-guide filter by Matlab are compiled. Finally, the  $S_{11}$  and  $S_{21}$  of wave-guide filter are calculated, the simulation results are analyzed, and some problems which should be noticed when analyzing wave-guide filter using mode matching method are summed up.

**Keywords:** mode matching; wave-guide filter; discontinuousness;  $S_{11}$  and  $S_{21}$  parameter

### 1 引言

模式匹配法是求解电磁场边值问题的一种最直接的方法,它简单明了,概念清晰,比较适合于求解波导等微波器件的不连续性问题,包括阻抗变换器、波导滤波器、多模喇叭、功分器、耦合器、介质片移相器、隔片波导极化器等。

本文采用模式匹配法对波导滤波器的不连续性进行分析,并编写程序对滤波器的  $S_{11}$  和  $S_{21}$  参数特性进行仿真。

### 2 问题的提出

Ka 波段波导对称 H 面膜片滤波器的结构如图 1 所示,其参数为:  $a=7.12$  mm,  $b=3.56$  mm,  $D_1=D_2=D_3=1.20$  mm,  $L_1=4.20$  mm,  $L_2=4.83$  mm,  $L_3=4.90$  mm,  $W_1=3.90$  mm,  $W_2=2.85$  mm,  $W_3=2.65$  mm。

下面给出采用模式匹配法分析其 S 参数的步骤、方法和结果。

### 3 采用模式匹配法对滤波器的分析步骤

复杂微波元器件通常由若干微波不连续结构构成,比如波导对称 H 面膜片滤波器可以分解成若干个膜片,每个膜片又由两个对称 H 面阶梯和一段传输线构成。因此模式匹配法分析对称 H 面膜片滤波器的基本

思路为:先计算单个膜片的散射参数,通过 S 参数矩阵级联,得到整个滤波器的散射参数。

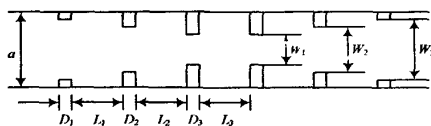


图1 波导对称H面膜片滤波器

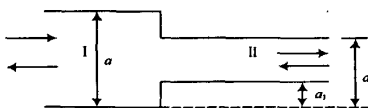


图2 对称H面阶梯示意图

#### 3.1 对称H面波导阶梯分析

第一步:模式分析。模式分析就是分析不连续性能够激励起哪些模式,不能激励起哪些模式,对于对称H面阶梯,如图2所示,当主膜激励时,激励起的高次模为TE<sub>mo</sub>模。

第二步:模式展开。由TE<sub>mo</sub>模的标量波函数  $\Psi = \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)e^{jk_z z}$ , 将TE<sub>mo</sub>模叠加后得到I区的横向场分量:

$$E_y^I = \sum_{m=1}^M G_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) (F_m^I e^{-jk_z^I z} + B_m^I e^{jk_z^I z})$$

$$H_x^I = - \sum_{m=1}^M G_m^I Y_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) (F_m^I e^{-jk_z^I z} - B_m^I e^{jk_z^I z}) \quad (1)$$

式中:  $G_m^I$  为 I 区功率归一化参数,  $Y_m^I$  为 I 区波导纳,  $k_m^I$  为 I 区传播常数,  $F_m^I$  和  $B_m^I$  是 I 区前向波和后向波的归一化模式电压。

同理, 将 TE<sub>mo</sub> 模叠加后得到 II 区的横向场分量为:

$$\begin{aligned} E_y^{\text{II}} &= \sum_{n=1}^N G_n^{\text{II}} \sin\left(\frac{n\pi}{a_2-a_1}(x-a_1)\right) \cdot \\ &\quad (F_n^{\text{II}} e^{-jk_m^{\text{II}}z} + B_n^{\text{II}} e^{jk_m^{\text{II}}z}) \\ H_y^{\text{II}} &= - \sum_{n=1}^N G_n^{\text{II}} Y_n^{\text{II}} \sin\left(\frac{n\pi}{a_2-a_1}(x-a_1)\right) \cdot \\ &\quad (F_n^{\text{II}} e^{-jk_m^{\text{II}}z} - B_n^{\text{II}} e^{jk_m^{\text{II}}z}) \end{aligned} \quad (2)$$

式中:  $G_m^{\text{II}}$  为 II 区功率归一化参数,  $Y_m^{\text{II}}$  为 II 区波导纳,  $k_m^{\text{II}}$  为 II 区传播常数,  $F_n^{\text{II}}$  和  $B_n^{\text{II}}$  是 II 区前向波和后向波的归一化模式电压。

第三步: 场分量匹配。根据在不连续处( $z=0$ )场分量匹配的两个必要条件:

$$\begin{aligned} E_y^I &= \begin{cases} 0 & 0 \leq x \leq a_1 \\ E_y^{\text{II}} & a_1 \leq x \leq a_2 \\ 0 & a_2 \leq x \leq a \end{cases} \\ H_x^I &= H_x^{\text{II}} \quad a_1 \leq x \leq a_2 \end{aligned} \quad (3)$$

可得 H 面波导的广义散射矩阵(Generalized Scattering Matrix, GSM)参数:

$$\begin{aligned} S_{11} &= [L_E L_H + I]^{-1} [L_E L_H - I] \\ S_{12} &= 2[L_E L_H + I]^{-1} L_E \\ S_{21} &= L_H \{I - [L_E L_H + I]^{-1} [L_E L_H - I]\} \\ &= L_H \{I - S_{11}\} \\ S_{22} &= I - 2L_H [L_E L_H + I]^{-1} L_E \\ &= I - L_H S_{12} \end{aligned} \quad (4)$$

### 3.2 对称 H 面膜片分析

实际的微波元器件往往是由多个不连续性构成的, 将单个不连续性的 GSM 级联就可以得到多个不连续性的总的 GSM。对称 H 面膜片的结构如图 3 所示, 对其 GSM 进行分析。

设  $z=0$  处不连续性的 GSM 参数为:

$$S_1 = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据对称性及散射参数定义,  $z=L$  处的不连续性的 GSM 参数为:

$$S_2 = \begin{bmatrix} S_{22} & S_{21} \\ S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} \quad (6)$$

根据网络理论, 长度为  $L$  的一段传输线的  $S$  参数为:

$$S_L = \begin{bmatrix} 0 & D \\ D & 0 \end{bmatrix}, D = \text{Diag}(e^{-jk_m^{\text{II}}L}) \quad (7)$$

由矩阵级联知识, 有限长度(厚膜片)的总的散射矩阵为:

$$\begin{aligned} W &= [I - D \times S_{22} \times D \times S_{22}]^{-1} \\ S_{011} &= S_{11} + S_{12} \times D \times S_{22} \times W \times D \times S_{12} \\ S_{012} &= S_{12} \times D \times (I + S_{22} \times W \times D \times \\ &\quad S_{22} \times D) \times S_{21} \\ S_{021} &= S_{12} \times W \times D \times S_{21} \\ S_{022} &= S_{11} + S_{12} \times W \times D \times S_{22} \times D \times S_{21} \end{aligned} \quad (8)$$

于是, 就得到了对称 H 面膜片的 GSM:

$$S = \begin{bmatrix} S_{011} & S_{012} \\ S_{021} & S_{022} \end{bmatrix} \quad (9)$$

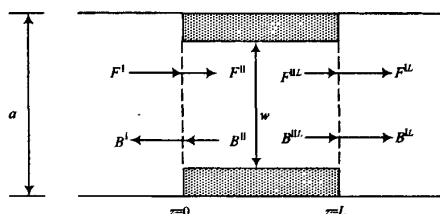


图3 对称 H 面膜片的结构

### 3.3 对称 H 面膜片滤波器分析

利用  $S$  矩阵级联的公式, 得出滤波器中分段插入 6 对膜片级联后的 GSM 矩阵。并考虑滤波器头尾的两段规则波导, 得到最终的 GSM 矩阵, 设为  $S$ 。由式(10):

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^{\text{II}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^I \\ B^{\text{II}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

并且滤波器工作时, 信号从一头入射, 并且是主模传输, 所以令  $F^I = [1, 0, \dots, 0]$ ,  $B^{\text{II}} = [0, \dots, 0]$ 。最后得到  $B^I$  和  $F^{\text{II}}$ , 取其主模。根据定义得到:

$$S_{11} = \frac{B^I}{F^I} \quad S_{21} = \frac{F^{\text{II}}}{F^I} \quad (11)$$

### 3.4 程序设计流程

根据以上分析方法, 用 Matlab 编写程序实现算法, 并绘制滤波器  $S_{11}$  和  $S_{21}$  扫频特性曲线。程序流程图如图 4 所示。

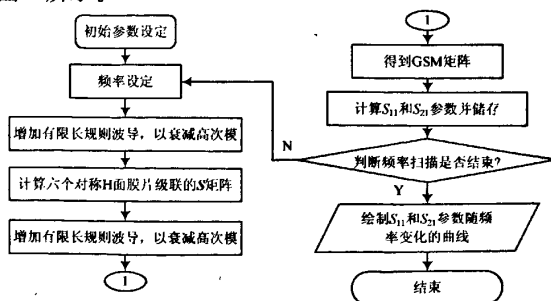


图4 计算  $S_{11}$  和  $S_{21}$  参数程序流程图

### 3.5 程序性能优化分析

按照模式匹配法的严格理论,只有当  $N$  值(高次模的截取数)取无穷大的时候,所得到的运算结果才能是严格解。并且由于是频域算法,因此只有当扫频步进达到无穷小的时候,所绘制的参数图形才能是连续的,才能包含频率特性的完整信息。但是,程序的运算时间与  $N$  值和步进值息息相关。因此选取适当的  $N$  值和定义适当的步进是解决计算精度和计算时间这一矛盾的关键。经过收敛性检测,在程序中选取  $N=7$ ,并在 30~38 GHz 范围内选取 101 个取样点比较合适。

### 4 仿真结果

情况一:膜片直接位于滤波器两侧端口位置,仿真结果如图 5 所示。

图 5(a)中是按  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  的定义式(11) 计算而得到的曲线。图 5(b) 是采取先按定义式(11) 算出  $S_{21}$ ,再由  $S_{11} = (1 - S_{12}^2)^{1/2}$  计算得到  $S_{11}$  的曲线。对比可以发现:  $S_{11}$  参数在不同的计算方法下有较大的差别。

原因分析:在滤波器的信号入射口,由于入射波在入射 0 距离处就遇到 H 面对称膜片,即在入射口处就激励起了高次模,在存在的  $n$  个模式反射波中,图 5(a) 的计算方法只选取了主模的反射参数,而丢失了其他模式的波能量,故此时  $S_{11}$  不再满足  $S_{11} = (1 - S_{12}^2)^{1/2}$  的能量守恒关系。故图 5(a) 的  $S_{11}$  仿真结果与图 5(b) 有较大的差别。

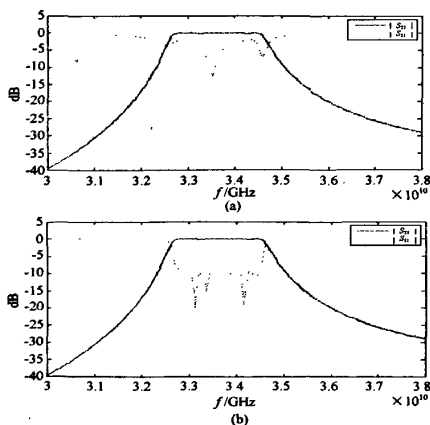


图 5 膜片直接位于滤波器两侧端口位置的仿真

以上的仿真建模忽视了高次模在传输过程中的自然衰减,仅是在截取信号参数时,强制了所有高次模的衰减,因而造成了较大的误差。

情况二:将情况一的结构进行修正,在滤波器的信号输入输出增加至少 3 个波导波长的规则波导作为

“端口”。增加“端口”修正后的程序运算结果如图 6 所示。

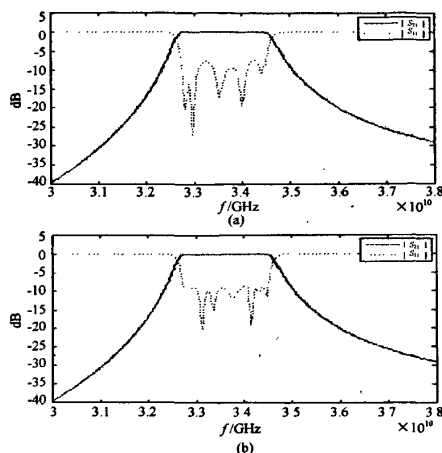


图 6 滤波器的两端加延长规则波导的仿真结果

图 6(a)中是按  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  的定义式(11) 计算而得到的曲线。图 6(b) 是采取先按定义式(11) 算出  $S_{21}$ ,再由  $S_{11} = (1 - S_{12}^2)^{1/2}$  计算得到  $S_{11}$  的曲线。对比可以发现:两组图结果较好的一致。这说明在滤波器两头适当增加规则波导长度,使信号高次模有了明显的衰减。

性能分析:从图 6(b)中的图可以确定该滤波器的 3 dB 带宽约为 32.6~34.8 GHz,带内反射系数均小于 0.1,最小反射系数为 0.01。

### 5 结 语

本文通过采用模式匹配法分析了波导滤波器的  $S$  参数,并对参数特性进行了仿真,总结了采用模式匹配法分析波导滤波器的基本步骤,对于在工程实践中进行微波滤波器设计有一定的参考价值。

### 参 考 文 献

- [1] 姚德森,毛钧杰.微波技术基础[M].北京:电子工业出版社,1989.
- [2] 柯林.导波场论[M].上海:上海科学技术出版社,1966.
- [3] 张钧.导波中不连续性问题[M].长沙:国防科技大学出版社,1990.
- [4] 张志勇.精通 Matlab 6.5 版[M].北京:北京航空航天大学出版社,2003.
- [5] 楼仁海,符果行,肖书君.工程电磁理论[M].北京:国防工业出版社,1991.
- [6] Harrington R F. Time Harmonic Electromagnetic Fields [M]. 2nd Edition. IEEE Press and John Wiley & Sons, Inc. 2001.

作者简介 李进杰 男,1975 年出生,山东平度人,硕士,讲师。主要从事天线测量技术和航空电子对抗技术的研究。

郭 龙 男,1964 年出生,山东青岛人,讲师。主要从事航空电子对抗技术的研究。

## 微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立, 致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养, 是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、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。

我们推出的微波滤波器设计培训专题, 有资深工程师领衔主讲, 课程既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 设计原理和设计仿真实践相结合, 向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



### 微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频, 专家授课, 中文讲解, 直观易学; 既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

### 更多专业培训课程:

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>