

波导频率双工器的多模分析计算¹

罗斌 万笑梅 樊德森 王小陆*

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系 合肥 230027)

*(信息产业部第 38 研究所 合肥 230031)

摘要: 该文用多模微波网络的方法来分析波导频率双工器。先将波导频率双工器在结构上分割(分解)为相对简单的单元部件(单元网络)群,进而逐个分析每一个单元部件的电磁场边值问题以获得该单元网络的多模网络散射参数,最后通过多模网络参数矩阵的级联,得到整个器件,即由所有单元网络构成的合成网络的整体散射参数。

关键词: 多模微波网络,有限元法,积分方程法

中图分类号: TN62 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)04-0668-04

Multi-Mode Analysis and Calculation in Waveguide Duplexer

Luo Bin Wan Xiao-mei Fan De-sen Wang Xiao-lu*

(Department of Electronic Engineering and Information Science,

University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

*(The 38th Institute, Ministry of Information Industry, Hefei 230031, China)

Abstract A H-plane waveguide duplexer is analyzed with a multi-mode microwave network method in this paper. This method is carried out through three steps: dividing the microwave device to be analyzed into a group of unit components at first, then numerically solving the electromagnetic boundary-value problems of components one by one to yield their multi-mode network scattering parameters, finally re-combining all the unit components to obtain the total scattering parameters of the original devices to be analyzed.

Key words Multi-mode microwave network, Finite element method, Integral equation method

1 引言

在现代通信和雷达系统中,微波滤波器、定向耦合器、极化器、正交模转换器、移相器和环流器等无源微波器件以及作为这些微波器件组合的功能部件如双工滤波器、多工滤波器等,已经得到广泛应用。如何快速准确分析这些微波器件的部件的电路特性和实现计算机辅助设计,历来是一个重要而很有应用价值的工程技术问题。

因为传统的微波电路(网络)理论不能提供准确的等效电路参数,更无法考虑相邻网络中高次模之间的相互作用,一般无法给出足够准确的分析结果。

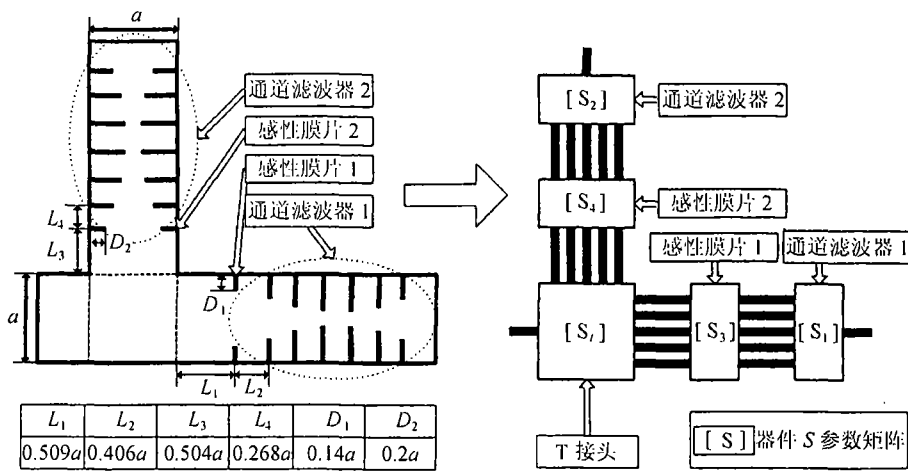
本文以双工滤波器的性能分析为例,采用一般化散射矩阵方法,一般化散射矩阵方法是一种多模微波网络方法,其具体计算过程可见文献[1]。在本文分析双工滤波器的性能的过程中,首先通过微波电路元件的连接和消去内部端口,求出整个微波电路的 S 参数,然后引入高次模以提高微波电路分析的计算精度。这种方法得到的数值结果与有限元法的结果相吻合,所费时间更少。这种方法的应用可以推而广之,事实上,除少数‘不可拆分’的微波器件(如魔 T 、波导同轴转换器)以外,许多的常用的微波器件和功能部件,在结构上通常可以分解成规模较小、

¹ 2002-12-15 收到, 2003-06-25 改回

结构简单、电磁特性较易分析的单元构件, 而关于这些单元构件的电磁场边值问题则可以用各种数值方法, 诸如模匹配法^[2]、积分方程法^[3]、有限元法^[4]等加以分析而得到它们的多模网络散射矩阵。然后, 再根据各单元构件相互连接的拓扑关系和它们的多模散射矩阵参数, 计算出整个器件的散射参数矩阵。

2 H 面双工滤波器的分析计算

一个具有感性膜片匹配装置的 H 面双工滤波器^[5]的结构示意图如图 1(a) 所示, 该双工滤波器由一个 HT 分支波导和两个并联电感耦合波导滤波器组成, 为了调整通带内的反射损耗, 还要在 T 接头与两个信道滤波器之间加入两个感性膜片。规定双工滤波器的输入输出波导均为 TE₁₀ 模单模矩形波导, 入射波为 TE₁₀ 波型。波导中只存在 TE_{m0}($m = 1, 2, 3 \dots$) 波型 (由于波导滤波器由矩形波导中的感性膜片构成, 因而这是一个二维的 H 面波导结构)。两个信道滤波器都是主频在 Ku 波段 (频率范围 11.9~18.0GHz) 的 BJ-140 型 (端口参数 15.799 × 7.899mm) 的滤波器结构。各自的性能指标: 信道滤波器 1 在 13.91~14.41GHz 最大有 0.01dB 的波纹衰减, 在小于 12.72GHz 时和大于 15.19GHz 时有大于 30dB 的阻带衰减。信道滤波器 2 在 16.27~16.78GHz 最大有 0.01dB 的波纹衰减, 在小于 15.27GHz 时和大于 17.81GHz 时有大于 30dB 的阻带衰减。结构示意图及结构参数 (各膜片窗宽度 d 及膜片窗之间距离 l) 如图 2 所示 (其中 a 为波导端口宽边), 各自的滤波特性如图 3 所示。



(a) 具有感性膜片补偿的 H 面双工滤波器断面图

(b) H 面双工滤波器等效微波网络

图 1

2.1 分析步骤如下:

把双工滤波器分解为 5 个单元网络: 1 个 HT 分支波导网络、2 个电感膜片窗和 2 个滤波器网络, 如图 1(b) 所示。这 5 个单元网络都是多模网络。但是, 它们的外部端口 (即 1,2,3 端口) 均为单端口, 这与双工滤波器的输入输出波导均为 TE₁₀ 模单模矩形波导的规定一致。而它们的连接端口则为多端口, 如果在连接端口中考虑 N 个波型, 则应为 N 端口。在我们的计算过程中, 除了主模以外, 我们还考虑 4 个高次波型, 所以, 连接端口应为 5 端口。

HT 分支波导的多模网络参数用有限元法或模匹配求得, 本文中采用有限元法。

两个信道滤波器 1,2 和电感膜片窗 1,2 的多模网络参数用积分方程法求得。使用积分方程法的求解过程可参见文献 [3]。

在得到各个子网络 S 散射参数之后, 通过多模网络参数矩阵的级联得到整个双工滤波器的整体 S 散射参数。

2.2 对比结果

用计算精度较高的有限元法对整个双工滤波器的整体特性进行分析, 作为对比结果。

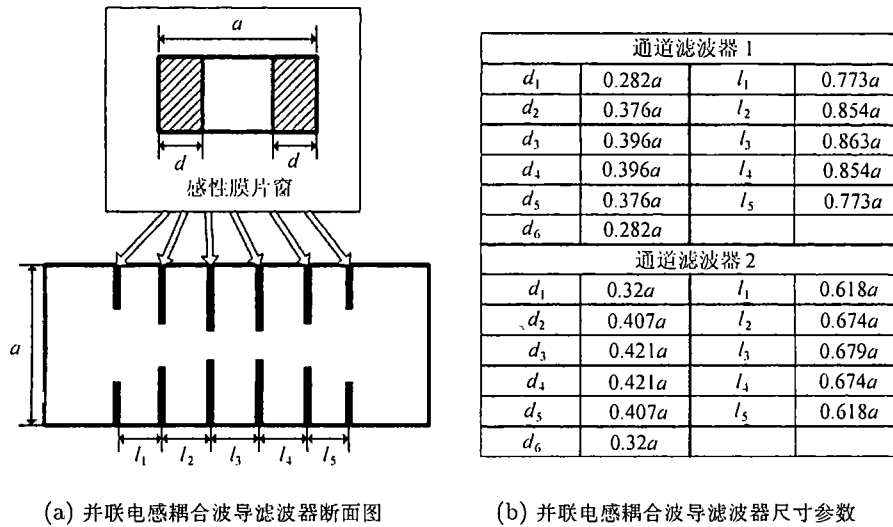


图 2

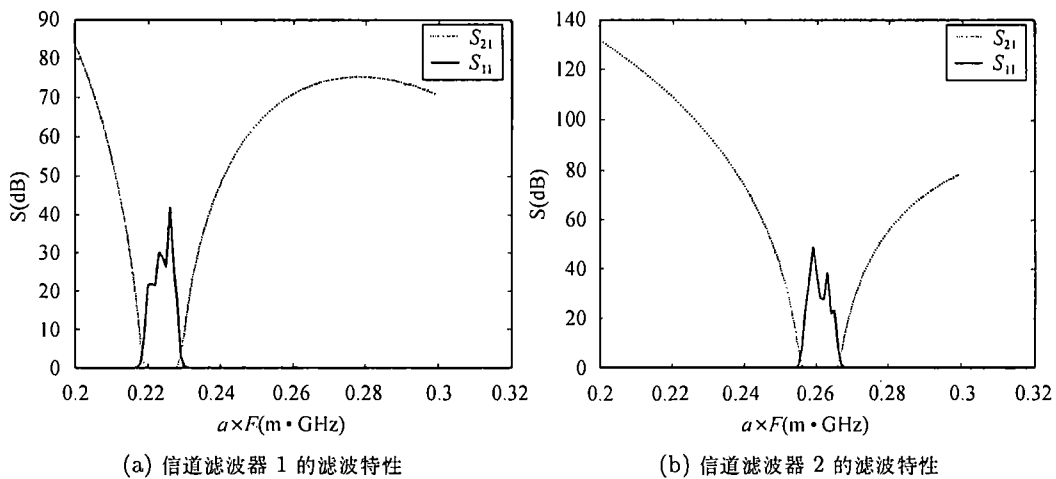


图 3

两种方法的计算结果如图 4(a) 所示。图中作为横坐标的物理量是端口宽边 \times 频率 ($a \times F$)，单位是米 \cdot 吉赫，取值范围从 0.2 \rightarrow 0.3，在这个范围内，只有主模是传播模，其它高次模都是消失模；作为纵坐标的物理量是从输入的物理端口 1 分别到 1, 2, 3 三个物理端口的主模散射参数 S_{11} , S_{21} , S_{31} ，单位是分贝。可以看出：两种方法的分析结果非常一致。图中，两种方法计算得到的 S_{11} 完全一致；而在一些远离通带的频率点上，有限元法算得的 S_{21} 、 S_{31} 大部分在 60 \rightarrow 80 dB (相当于 S_{21} 、 S_{31} 为 0.0001 \rightarrow 0.001)，和一般化散射矩阵方法得到的某些频率点上 $S_{21} > 160$ dB (相当于 $S_{21} < 0.00000001$) 的结果比较，图中看上去似乎相差很大，其实两者相差不到 0.001，这个计算误差在有限元法的容许范围内。

就计算速度而言，在 PC766, 96RAM, Matlab6.0 平台环境下， $N = 5$ 时用一般化散射矩阵方法计算 100 个频率点的时间为 521.73s，也就是平均每个频率点 5.22s；在同样硬件环境下使用有限元法程序，平均每个频率点耗时 63.5s。

这种先拆分、后组合的处理方式有利于用遗传算法^[6]来优化类似的微波器件的参数。遗传算法^[6]是一种新兴的鲁棒的优化算法，它采用所谓的适应度函数作为优化搜索凭据。使用遗传算法对这个双工滤波器的参数进行优化时 (两个信道滤波器的参数一般是事先设计好、不变动

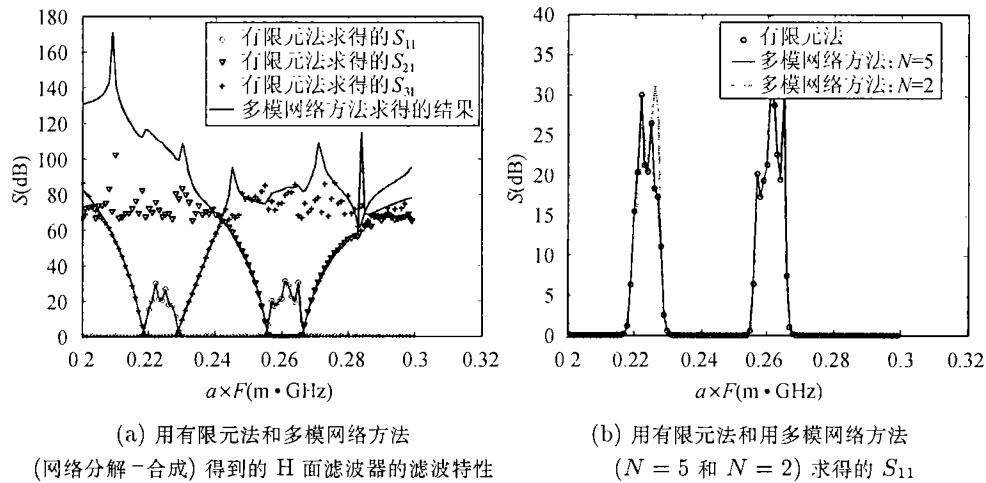


图 4

的, 需要优化的只有图 1(a) 中所示的 $\{D_1, D_2, L_1, L_2, L_3, L_4\}$ 参数, 本文中的这些参数正是通过遗传算法优化得到。优化目标则是通带内的回波损耗不小于 20dB, 需要计算大量个体 (具有不同的 $\{D_1, D_2, L_1, L_2, L_3, L_4\}$ 参数) 的适应度函数, 而这里的适应度函数是整体结构的散射参数的函数, 也就是说, 为了得到好的优化结果, 需要大量计算不同的 $\{D_1, D_2, L_1, L_2, L_3, L_4\}$ 参数下的整体结构的散射参数。如果采用不拆分的方式求解整体结构的散射参数, 即使在高速的计算机上, 也要花费大量的计算时间。通过一般化散射矩阵方法, 由于两个信道滤波器和 HT 接头在各频率点上的响应可预先计算出并储存到数据文件中, 当 $\{D_1, D_2, L_1, L_2, L_3, L_4\}$ 改变时, 只需计算各频率点上调整用的感性膜片的散射参数, 通过重组步骤得到整体结构的散射参数, 因此这和不拆分的求解整体结构的散射参数相比, 能够节省大量的计算时间, 从这种途径入手, 可以解决遗传算法优化此类器件面临的计算时间长, 效率不高的困难。关于遗传算法优化的内容, 我们将在后续的工作中详细说明。

计算过程中所取的波型数目 N 对计算精度是有影响的。本例中, 我们将波型数目 $N = 2, 5$ 时用一般化散射矩阵方法计算得到的 S_{11} 和有限元法得到的结果做了比较, 结果如图 4(b) 所示, $N = 2$ 时用一般化散射矩阵方法得到的结果与有限元法结果相比有一定的偏差, 而 $N = 5$ 时得到的结果则和有限元法得到的结果相吻合。因此, 对于本例而言, $N = 5$ 就已经能获得很好的计算精度。

参 考 文 献

- [1] 邓次平. 现代微波网络导论. 北京: 国防工业出版社, 1994 年 6 月第 1 版, 第 1 章第 4 节.
- [2] Sorrentino R. Numerical Methods for Passive Microwave and Millimeter-Wave Structures, New York: IEEE Press, 1989, Ch. 8.
- [3] Pong Fan, Desen Fan. Computer-aided design of E-plane waveguide passive components. *IEEE Trans. on MTT*, 1989, 37(2): 335-339.
- [4] Silvester P P, Ferrari R L. Finite Elements for Electrical Engineer, New York: Cambridge University, 1983, Ch.2
- [5] Uwe Rosenberg, Jaroslav Uher, Jens Bornemann. Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and Cad, USA: Artech House, 1993, Ch.3.
- [6] Weile D S, Michielssen E. Genetic algorithm optimization applied to electromagnetics: a review. *IEEE Trans. on AP*, 1997, 45(3): 343-353.

罗斌: 男, 1976 年生, 博士生, 主要研究方向为微波器件 CAD.

万笑梅: 女, 1972 年生, 硕士, 助理工程师, 研究方向为天馈系统波导电路设计.

樊德森: 男, 1936 年生, 博士生导师, 研究方向为电磁场数值分析.