

等直径金属销波导带通滤波器的设计

李仕奇^{*1} 张本全² 王锡良²

(1. 广东省新会市电力工业局 广东 518029; 2. 电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】采用高精度模式匹配法设计了一种双列正方柱金属销波导型带通滤波器,应用经验公式将正方柱金属销等效为等直径圆柱金属销。滤波器采用的双圆柱金属销结构使所设计的滤波器具有良好的带外抑制性,结构简单,便于加工,适合批量生产。其数值计算结果和滤波器样品的测试结果基本吻合。证明了模式匹配法的精确性和经验公式的有效性。

关键词 滤波器; 带通; 模式匹配法; 圆柱金属销

中图分类号 TN61 **文献标识码** A

Design of Equal Diameter Cylindrical Metal Pole Waveguide Bandpass Filter

Li Shiqi¹ Zhang Benquan² Wang Xiliang²

(1. Electric Power Industry Bureau of Xinhui Guangdong 518029; 2. School of Electronic Engineering, UEST of china Chengdu 610054)

Abstract In this paper, a square metal pole bandpass filter is designed based on the mode matching method. Then the square metal poles are replaced by cylindrical metal poles by using the empirical formula. This kind of filter has a simple structure and can be easily fabricated. So it is very suitable for quantity production. The calculated results are found to be in very good agreement with the experimental data, thus proves the precision of the mode matching method and the validity of the empirical formula.

Key words filter; bandpass; mode matching method; cylindrical metal pole

现代无线电系统,包括各种通信、雷达、电子对抗系统等,都要用到微波滤波器。微波滤波器的性能往往直接影响整个微波系统的性能。波导型滤波器是一种经常使用的无源微波滤波器,特别是在大功率、高频段的天馈系统中波导型滤波器有着重要的地位。随着微波技术的迅猛发展,天线系统日趋复杂,对波导型滤波器的需求更大、范围更广,同时也对其性能提出更高要求。

目前国内设计这类无源器件一般基于传统的等效电路原理与实验法相结合,此类方法生产周期长,成品率低,成本高。其原因是等效电路原理建立的模型只对指定的几何尺寸有效,且对不连续性附近可能发生的高次模耦合无能为力;导致其理论预期与实验响应之间有时会严重的不一致。国际上以德国F.Arndt为首的研究小组,在波导无源器件的综合CAD中采用了高精度的模式匹配法等技术,其CAD综合优化值与做出的器件实测值相当一致^[1~4]。

模式匹配法是一种以场理论为基础的全波分析,它优于等效电路法的主要方面在于考虑了不连续性的有限厚度和高次模对总的电磁场的贡献、以及对频段没有限制。模式匹配法一般用于所涉及的结构具有固定的横截面边界以及微波无源器件在传播方向的不连续性。在微机越来越普及的情况下,开发能精确设计各种波导滤波器的综合设计软件,对缩短这类器件的设计周期和降低成本是极有价值的。高技术参数的无

2002年10月22日收稿

* 男 39岁 大学 工程师 主要从事微波电路CAD及电磁场的数值计算方面的研究

源器件对各种微波系统也是相当重要的。

本文用模式匹配法对等直径圆柱金属销波导带通滤波器进行了分析, 给出一种用所开发软件设计出的等直径圆柱金属销波导带通滤波器的实例。将模式匹配法数值计算的结果与实测结果进行了比较, 确认两者相当一致。

1 理论分析

滤波器结构如图1所示, 图中波导宽边为 a , 方柱状金属销的边长均为 t 。分析时图1可分解为图2所示一系列的基本单元, 在图中, 考虑柱状金属销的有限长度 t , 可将 I、II、III、IV 区看作矩形波导管, 讨论时采用模式匹配法。

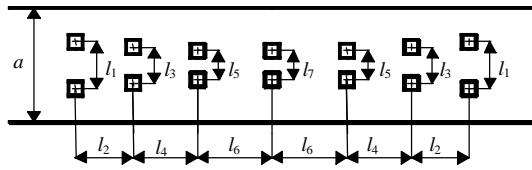


图1 滤波器结构图

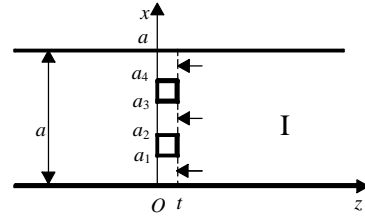


图2 基本单元

由场理论可知, 主模 TE_{10} 只能激励起 TE_{m0} 模式。各区域中的横向电场 E_t 及横向磁场 H_t 可用位函数表示为

$$E_t = -\nabla_t A_{hz} \times z \tag{1}$$

$$H_t = \frac{1}{j\omega\mu} \nabla_t \frac{\partial A_{hz}}{\partial z} \tag{2}$$

式中 A_{hz} 为矢量磁位, ∇_t 为横向梯度算符。

在 I、II、III、IV 区中, 将沿 $+z$ 及 $-z$ 方向传播的所有模式考虑在内, 有

$$A_{hz}^i = \sum_{q=1}^{\infty} N_{hq}^i T_{hq}^i [a_{hq}^i \exp(-g_{hq}^i z) + b_{hq}^i \exp(+g_{hq}^i z)] \quad (i = I, II, III, IV) \tag{3}$$

$$\begin{cases} N_{hq}^i = \frac{2}{\sqrt{x_2^i b}} \frac{\sqrt{Z_{hq}^i}}{k_{chq}^i} \\ T_{hq}^i = \cos \frac{q\pi(x - x_1^i)}{x_2^i} \end{cases} \quad x_1^i = \begin{cases} 0 \\ 0 \\ a_2 \\ a_4 \end{cases} \quad x_2^i = \begin{cases} a \\ a_1 \\ a_3 - a_2 \\ a - a_4 \end{cases} \tag{4}$$

式中 N_{hq}^i 为功率归一化系数, 根据公式

$$P_q = \frac{1}{2} \int_s (E_q \times H_q^*) ds = \begin{cases} \frac{1}{2} & g_{hq} = j b_{hq}, b_{hq} > 0 \\ \frac{1}{2} j & g_{hq} > 0 \end{cases}$$

式中 b_{hq} 为 $TE_{q,0}$ 模式的相移常数确定, T_{hq}^i 为本征函数, $Z_{hq}^i = \frac{j\omega\mu}{g_{hq}^i}$ 、 k_{chq}^i 和 g_{hq}^i 分别是各区域中 $TE_{q,0}$ 模式的波阻抗、截止波数和传播常数; a_{hq}^i 、 b_{hq}^i 分别是各区域中沿 $+z$ 、 $-z$ 方向传播的 $TE_{q,0}$ 模式的幅度。

由电磁场的基本理论可知, $z=0$ 处的不连续面上横向场分量分别相等, 即

$$E_t^I = \begin{cases} E_t^{II} \\ E_t^{III} \\ E_t^{IV} \end{cases} \quad H_t^I = \begin{cases} H_t^{II} & 0 < x < a_1 \\ H_t^{III} & a_2 < x < a_3 \\ H_t^{IV} & a_4 < x < a \end{cases} \tag{5}$$

将式(1)、(2)代入, 求得关于各区域中模式幅度的关系式, 再进行整理, 将反射波幅度表达为入射波幅度的函数, 即得S矩阵

$$\begin{bmatrix} b_h^I \\ a_h^{II} \\ a_h^{III} \\ a_h^{IV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_h^I \\ b_h^{II} \\ b_h^{III} \\ b_h^{IV} \end{bmatrix} \quad (6)$$

对于 $z=t$ 处的不连续面,由基本单元的对称性可知其散射矩阵为

$$\begin{bmatrix} S_{44} & S_{43} & S_{42} & S_{41} \\ S_{34} & S_{33} & S_{32} & S_{31} \\ S_{24} & S_{23} & S_{22} & S_{21} \\ S_{14} & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} \quad (7)$$

考虑柱状金属销的有限长度 t ,将 $z=0$ 和 $z=t$ 之间的、区作为矩形波导分析。根据微波网络理论可知,散射矩阵为 $\begin{bmatrix} 0 & V^i \\ V^i & 0 \end{bmatrix}$ ($i=$, ,), V^i 是一个对角矩阵且 $V_{mm}^i = \exp(-g_n^i t)$, g_n^i 为 i 区中第 n 个模式的传播常数。

为求得基本单元散射矩阵,将 $z=0$ 和 $z=t$ 面上及 $z=0$ 和 $z=t$ 之间的、区的散射矩阵级联起来^[5]。基本单元之间为矩形波导段,其散射矩阵参照上述 $z=0$ 和 $z=t$ 之间的、区的散射矩阵的求解。最后,将所有基本单元及基本单元之间矩形波导段的散射矩阵用级联公式级联,得到整个滤波器的散射参数矩阵。

2 滤波器设计

为了验证模式匹配法的精确性和有效性,本文设计了一种含有6个谐振腔的双方柱金属销带通滤波器,如图3所示。

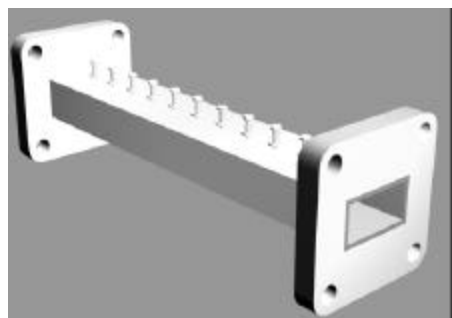


图3 柱状金属销带通滤波器

图中滤波器技术指标为:

中心频率: $f_0 = 12.849$ GHz

带宽: $\Delta f = 90$ MHz

带内插损: $L_{Ai} < 1.0$ dB

驻波系数: $r < 1.2$

带外衰减: 在 $f_0 \pm 266$ MHz处, $L > 70$ dB

滤波器的尺寸参数用最优化方法求得。利用模式匹配法及级联公式可求出滤波器的传输系数 S_{21}^f (f 表示整个滤波器)。优化时采用 FORTRAN 语言编程,编写 S_{21}^f 的计算程序,然后编写罚函数法优化程序对其进行优化。将给定的技术指标作为优化的约束条件,初值

用等效电路法求出^[6]。经过编程优化,设计结果为如图1所示的含有6个谐振腔的滤波器。

鉴于方柱状金属销滤波器加工难度较大,实际加工时采用圆柱状金属销结构,如图4所示,圆柱状金属销的中心跟图1中方柱状金属销的中心重合。各圆柱状金属销的直径可由经验公式 $d = 1.17 t$ 求得。

BJ120型波导管(19.05×9.52) $t = 3.50$, $d = 1.17 t$, $l_1 = 11.84$, $l_2 = 12.63$, $l_3 = 8.51$, $l_4 = 13.79$, $l_5 = 8.06$, $l_6 = 13.88$, $l_7 = 8.02$ 。

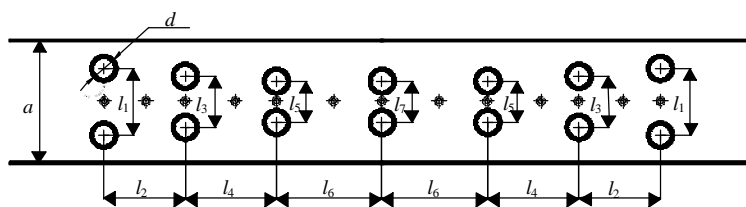


图4 圆柱状金属销滤波器结构图

图5是由模式匹配分析法得到的滤波器 S_{11}^f 及 S_{21}^f 的理论曲线,图6是利用HP标量网络分析仪测得的 S_{11}^f 及 S_{21}^f 的实验结果(适当进行了螺钉调谐)。对比两图,可见两者吻合得很好。

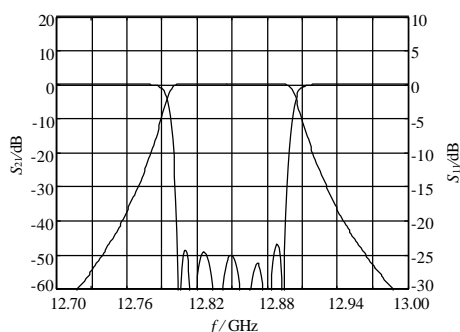


图5 理论曲线

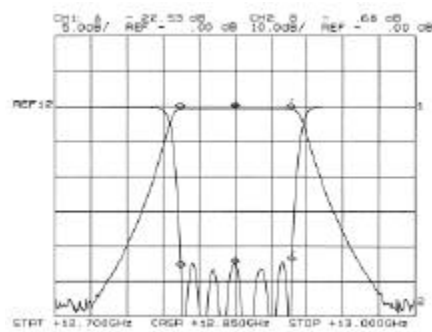


图6 测试曲线

3 结论

本文运用高精度的模式匹配法设计了一种双列方柱金属销波导型带通滤波器。所设计的滤波器精度高,数值计算结果与实际测试结果相当吻合。滤波器采用的双列柱状金属销结构使得滤波器具有良好的带外抑制性。

参 考 文 献

- [1] Patzelt H, Arndt F. Double-Plane steps in rectangular waveguides and their applications for transformers, irises and filters[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 1982, 30(5): 771-776
- [2] Ihmels R, Arndt F. Rigorous modal S-matrix analysis of the cross iris in rectangular waveguides[J]. IEEE Microwave Guided wave Lett, 1992, 2(10): 400-402
- [3] Sieverding T, Papziner U, Arndt F. Mode-matching CAD of rectangular or circular multiaperture narrow-wall couplers[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 1997, 45(7), 1 034-1 040
- [4] Arndt F, Beyer R, Reiter J, et al. Automated design of waveguide components using hybrid mode-matching/numerical EM building-blocks in optimization-oriented CAD frameworks-state-of-the-art and recent advances[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 1997, 45(5): 747-760
- [5] 吴万春, 梁昌洪. 微波网络及其应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1980
- [6] 甘本祯, 吴万春. 现代微波滤波器的结构与设计(上册)[M]. 北京: 科学出版社, 1973

编辑 孙晓丹