

基于实测响应的微波滤波器诊断调试方法

韩应宾 赵永久

(西安电子科技大学机电工程学院, 西安 710071)

摘要: 本文介绍了一种根据实测响应对微波滤波器进行诊断的有理模型构建方法, 并利用广义切比雪夫滤波器传输函数和反射函数分子多项式系数间的关系, 对现有方法做了进一步改进。由得到的有理模型求出对应的耦合矩阵, 并与理论综合结果比较, 从而确定滤波器调试的方向和幅度。最后用该方法对一个四阶开环微带滤波器进行诊断调试, 得到了较理想的结果, 验证了该方法的正确性和有效性。该方法可应用到微波滤波器的计算机辅助调试中。

关键字: 柯西法, 有理模型, 耦合矩阵, 计算机辅助调试, 滤波器诊断

Measured response based diagnosis and tuning of microwave filters

HAN Ying-Bin, ZHAO Yong-Jiu

(School of Mechanoelectronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071)

Abstract: A method to generate a rational model from measured response is presented, which could be employed in diagnosis of microwave filters. A modified method for a general Chebyshev filter is proposed in the paper utilizing the relationship among coefficients of the numerator polynomials in transfer and reflection function respectively. From the generated rational model, coupling matrix of the filter could be evaluated. Thus the tuning direction and magnitude of corresponding physical structure could be decided by comparison with designed coupling matrix. Finally a process of diagnosing and tuning a four-order microstrip square open-loop filter is demonstrated with the aid of the modified diagnosis method, and the response of the filter tuned is fine. Thus the modified method is fully verified by experiment. This method can find application in computer-aided tuning procedures for microwave filters.

Key Words: Cauchy method, rational mode, coupling matrix, Computer-aided tuning, filter diagnosis

1 引言

微波滤波器的调试是十分复杂而繁琐的工作, 使设计滤波器的成本增加, 周期延长。假如在调试前能够大致知道哪一部分是造成滤波器响应未达到设计要求的主要因素, 必将为实际的调试工作带来极大方便, 这一过程即为诊断过程。要进行诊断, 首先需根据实测响应求得能够反映实际结构与响应之间关系的参数, 选择耦合矩阵充当此角色非常合适。本文的出发点便是由实测响应构建模型, 然后求其耦合矩阵。

由于滤波器的理论响应($s_{11}(f)$ 、 $s_{21}(f)$)均由有理多项式表示, 构建有理多项式模型理所当然。柯西法常用于对无源器件的实测数据进行有理多项式拟合中[1];近年来, 微波滤波器散射参数的有理模型求解过程也采用了柯西法, [2]–[6]均有涉及, 其主要目标在于从电磁分析所得的数据中取样, 继而构建降幂模型。通常认为柯西法的推导公式在无耗条件下成立, 尽管综合低通原型的某些限制未考虑在内, 但多项式模型应用到滤波器模型构建中已经足够。文献[2]对 $s_{11}(f)$ 、 $s_{21}(f)$ 的分子多项式 $F(s)$ 、 $P(s)$ 分别进行拟合, 然后利用Feldkeller方程得到分母多项式 $E(s)$; [3]则利用 $s_{11}(f)$ 、

$S_{21}(f)$ 的共性，一步求出多项式 $F(s)$ 、 $P(s)$ 、 $E(s)$ 的系数，然而所得结果为有耗模型的多项式系数，若要得其无耗模型，须最后引入一损耗因子。对多项式根的分布情况进行优化；[4]与大致采用[2]的方法，同时引入了对传输零点的限制。本文对柯西法改进的切入点在于传输和反射函数的分子多项式归一化系数间的关系（随 s 幂次增加，纯虚或纯实相间），求出的多项式系数可直接用于滤波器综合，得到对应的耦合矩阵[7]。该法可用于广义切比雪夫滤波器的诊断调试中，实例应用验证了方法的有效性。

2 柯西法及其改进

对于二端口无耗互易网络，通常用散射参数来表征，即 S_{11} 、 S_{21} ，由三个特征多项式 F 、 P 、 E 构成。建立有理多项式模型[2]如下：

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{E(s)} = \frac{\sum_{k=0}^n a_k^{(1)} s^k}{\sum_{k=0}^n b_k s^k}, \quad S_{21}(s) = \frac{P(s)}{E(s)} = \frac{\sum_{k=0}^{n_z} a_k^{(2)} s^k}{\sum_{k=0}^n b_k s^k} \quad (1)$$

从实测结果中取 N 个频点，建立方程组求多项式 F 、 P 系数 $a_k^{(1)}$ 和 $a_k^{(2)}$ 。

$$[S_{21}V_n \quad -S_{11}V_{n_z}] \begin{bmatrix} a^{(1)} \\ a^{(2)} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} a^{(1)} \\ a^{(2)} \end{bmatrix} = 0 \quad (2)$$

其中 $a^{(1)} = [a_0^{(1)}, a_1^{(1)}, \dots, a_n^{(1)}]^T$ ， $a^{(2)} = [a_0^{(2)}, a_1^{(2)}, \dots, a_{n_z}^{(2)}]^T$ ， $S_{11} = \text{diag}\{S_{11}(s_i)\}$ ， $S_{21} = \text{diag}\{S_{21}(s_i)\}$ ， $i = 1, 2, \dots, N$ 。 N 是从实测结果中取样数据的个数， $s_i = j^{k-1}$ ，同时得到对应的 S_{11} 、 S_{21} ， n 为滤波器的阶数， n_z 为有限传输零点的个数。 V_m 为Vandermonde矩阵，其元素为 $V_{i,k} = (j^{k-1})^{i-1}$ ， $k = 1, 2, \dots, m+1$ ， $i = 1, 2, \dots, N$ 。需要指出的是取样的个数 $N = n + n_z + 1$ 即可。因为(2)须有解，也即矩阵 M 的零空间的零度须大于0，对应必要条件[8]为 $N = n + n_z + 1$ ；如果上述等式成立，即矩阵 M 零空间零度为1，方程组为恰定方程组，否则为超定方程组。

上述柯西法得到的多项式 F 、 P 的系数为复数，不宜直接用于求耦合矩阵。滤波器综合的起点为求出多项式 F 、 P 、 E 系数，一般而言，多项式 E 的系数为复数，多项式 F 、 P 的系数一定有如下规律：它们随 s 幂次增加，呈现纯虚或纯实相间现象。以下对常见柯西法进行改进，使 F 、 P 的系数满足上述规律。

$$a_k^{(1)} = j^k r_k^{(1)}, \quad a_k^{(2)} = j^k r_k^{(2)} \quad (3)$$

其中 $r_k^{(1)}, r_k^{(2)}$ 为纯实数。则(2)为

$$[S_{21}V_n' \quad -S_{11}V_{n_z}'] \begin{bmatrix} r^{(1)} \\ r^{(2)} \end{bmatrix} = M' \begin{bmatrix} r^{(1)} \\ r^{(2)} \end{bmatrix} = U \Sigma V^T \begin{bmatrix} r^{(1)} \\ r^{(2)} \end{bmatrix} = 0 \quad (4)$$

其中 $r^{(1)} = [r_0^{(1)}, r_1^{(1)}, \dots, r_n^{(1)}]^T$ ， $a^{(2)} = [r_0^{(2)}, r_1^{(2)}, \dots, r_{n_z}^{(2)}]^T$ 为纯实向量； V_m 为实范德蒙矩阵，其元素均为实数， $V_{i,k} = (j^{k-1})^{i-1}$ ， $k = 1, 2, \dots, m+1$ ， $i = 1, 2, \dots, N$ ；求解过程中用到奇异值分解，其中 M' 为 M 的对角矩阵，对角元素为其奇异值， U 、 V 为酉矩阵。系统最优解正比于 V 的最后一列，也就是最小奇异值对应的向量。不妨取

$$\begin{bmatrix} r^{(1)} \\ r^{(2)} \end{bmatrix} = [V]_{n_a + n_b + 2} \circ \quad (5)$$

改进后求值为实数值，然后利用(3)可得到满足要求的多项式系数 $a^{(1)}$ 、 $a^{(2)}$ 。严格意义上讲，改进后的柯西法要求被取样数据(S_{11} 、 S_{21})为无耗的；待求量(多项式 F 、 P 的系数)由滤波器的反射和传输零点决定，然而其零点在复平面中的位置受损耗的影响较小，从而可认为，从有耗实测响应中去除损耗前后， $F(s)$ 和 $P(s)$ 的系数保持不变；最后由Feld-keller方程计算出 $E(s)$ 。

$$F(s)F^*(-s) + P(s)P^*(-s) = E(s)E^*(-s) \quad (6)$$

上式方程左边的根关于虚轴对称出现，为使 $E(s)$ 在 s 域的右半平面解析，取其左半平面的根作为 $E(s)$ 的根，然后采用[2]类似方法可得 b_k ，此后即可用于求解耦合矩阵，从而当前矩阵与目标矩阵的差值一目了然，也即确定了调试的方向和幅度，这样就给滤波器的调试工作带来极大方便。有一点需指出，传输零点和反射零点对损耗的影响近似看作是相互独立的，多数微波滤波器可以进行如此近似。

3 应用实例

现在用本文方法对一个四阶开环微带滤波器进行诊断调试。滤波器中心频率2000MHz，带宽100MHz，带内回波损耗18dB。分别在2092MHz和1912MHz引入两个传输零点，源端和负载端阻抗为50Ω，采用的拓扑结构见图1，采用Cameron[10]综合方法得到其外部 Q 值和耦合系数分别为 $Q_{\text{Source}} = Q_{\text{Load}} = 21.0016$ ， $M_{12} = M_{34} = 0.0410$ ， $M_{23} = 0.0378$ ， $M_{14} = -0.0095$ ；即为调试的目标。

图2给出了待调滤波器的初始响应(IE3D仿真)

与对应有理模型的对比。可以看出两个传输零点未落在期望的位置；同时由模型得到的耦合矩阵中 $M_{24} = 0.0121$ (不可忽略) 亦可见：要得到较理想的响应，必须对调试的目标进行微小调整 (当然以满足电性能指标为前提)。调整的目标如下： $Q_{Source} = Q_{Load} = 20.9957$ ， $M_{12} = 0.0410$ ， $M_{23} = 0.0369$ ， $M_{34} = 0.0400$ ， $M_{14} = -0.0098$ ， $M_{24} = 0.0088$ 。需要说明的是诊断前必须去除相位加载效应[11]。表1列出了调试过程中，多次调整后用本文方法得到的一系列诊断数据 (外部 Q 值和耦合系数)。

表1 调试过程的每次试探的诊断数据(最后一行为调试的目标)

Q_{Source}	M_{12}	M_{23}	M_{34}	Q_{Load}	$-M_{14}$	M_{24}
15.9439	0.0491	0.0402	0.0517	15.8306	0.0153	0.0121
16.0010	0.0367	0.0415	0.0334	15.9439	0.0142	0.0070
16.2324	0.0405	0.0415	0.0394	16.1161	0.0143	0.0086
16.2324	0.0406	0.0387	0.0396	16.1161	0.0123	0.0077
16.2324	0.0406	0.0369	0.0397	16.1741	0.0106	0.0070
20.5720	0.0404	0.0396	0.0393	20.4061	0.0107	0.0082
22.0677	0.0403	0.0368	0.0392	21.9752	0.0108	0.0086
20.8247	0.0404	0.0369	0.0393	20.7399	0.0107	0.0083
21.0820	0.0416	0.0369	0.0404	20.9099	0.0107	0.0087
21.0820	0.0409	0.0369	0.0397	20.9099	0.0103	0.0084
20.9957	0.0410	0.0369	0.0400	20.9957	0.0098	0.0088

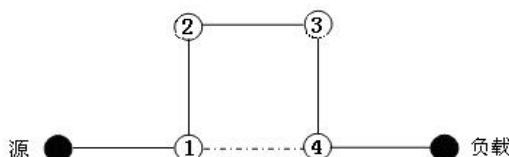


图1 滤波器的拓扑结构

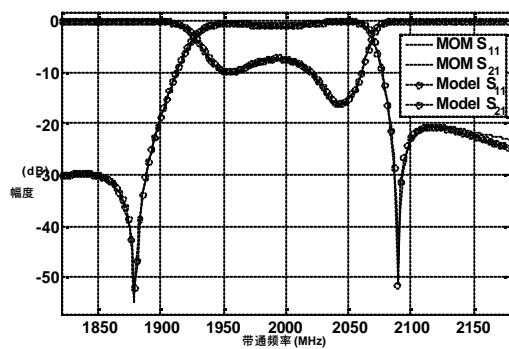


图2 待调滤波器的初始响应与其有理模型的对比

图3为调试得到的最终响应，同时给出对应的有理模型。有理模型的多项式归一化系数为：

$$a^{(2)} = [3.0012, 0.6552i, 1],$$

$$a^{(1)} = [0.1486, 0.0807i, 1.0388, 0.1391i, 1],$$

$$b = [1.1020 - 0.1094i, 2.2252 + 0.0218i, 2.7366 + 0.1233i,$$

1.8427 + 0.1391i, 1]。图4给出了实际群时延和模型求出的群时延进行的对比；图5给出了调试后的四阶开环微带滤波器具体结构。

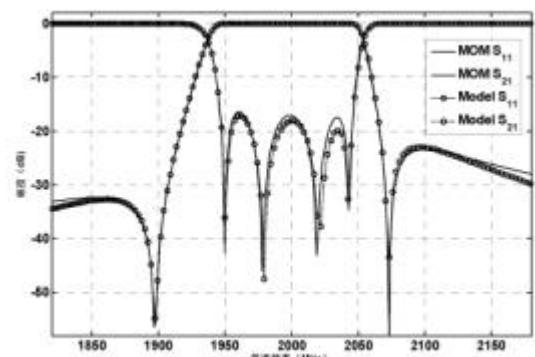


图3 调试得到的最终响应与其有理模型的对比

事实证明，在从矩量法得到的数据中选取频率点时需要注意：选取离通带较远的频率点，是不合理的，因为这样会带来二阶效应，从而导致模型的不准确。我们取样数据限定在1879 ~ 2129MHz。

采用改进后的柯西法诊断滤波器，给调试工作带来极大方便。由图2、3还可看出构建的有理模型与实际响应的吻合程度较高，由图4可以看出群时延的一致性也较好，充分说明构建的模型是可信的。由图5可以

看出调试的效果比较理想，验证了该方法可用来诊断调试滤波器。

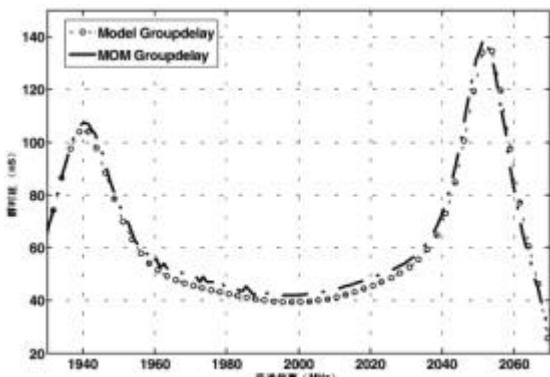


图4 实际群时延与其有理模型的群时延的对比

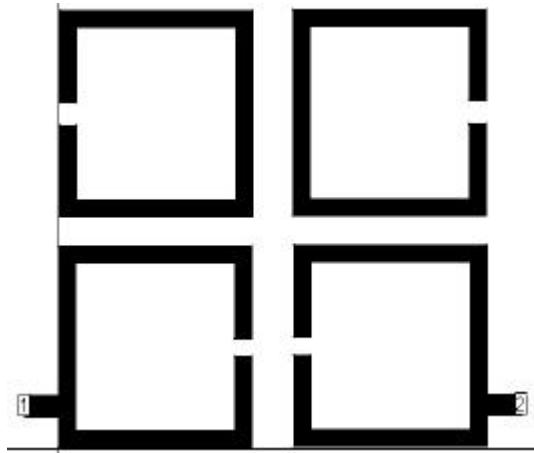


图5 四阶开环微带滤波器(介质板厚度1mm,介电常数9.6)

4 结论

本文对柯西法并进行了适当的改进。由实测响应构建对应的滤波器无耗模型，得到的模型可直接用于滤波器的低通原型综合，求出耦合矩阵，从而确定调试的方向和幅度，改进后的方法适用于广义切比雪夫滤波器。对一个四阶开环微带滤波器进行了诊断调试，调试后的效果较理想，同时对群时延做了对比，吻合较好，从而充分验证了模型的正确性和方法的合理性。该方法可应用到微波滤波器的计算机辅助调试中。

参考文献

- [1] E. K. Miller and T. K. Sarkar, "Model-order reduction in electromagnetics using model-based parameter estimation," in *Frontiers in Electromagnetics*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1999, pp. 371–436.
- [2] A. García-Lampérez, S. Llorente-Romano, M. Salazar-Palma, and T.K. Sarkar, "Efficient electromagnetic optimization of microwave filters and multiplexers using rational models," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, pp. 508–521, Feb. 2004.
- [3] A. García-Lampérez, T. K. Sarkar, and M. Salazar-Palma, "Generation of accurate rational models of lossy systems using the cauchy method," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 10, pp. 490–492, Oct. 2004.
- [4] Giuseppe Macchiarella, Daniele Traina, "A Formulation of the Cauchy Method Suitable for the Synthesis of Lossless Circuit Models of Microwave Filters From Lossy Measurements," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 5, May 2006
- [5] A. Lamecki, P. Kozakowski, and M. Mrozowski, "Efficient implementation of the Cauchy method for automated CAD-model construction," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 7, pp. 268–270, Jul. 2003.
- [6] P. Kozakowski and M. Mrozowski, "Automated CAD of coupled resonator filters," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 12, pp. 470–472, Dec. 2002.
- [7] R. J. Cameron, "General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 433–442, Apr. 1999.
- [8] 程云鹏, 矩阵论, 西安:西北工业大学出版社, 2005.09: 19-20
- [9] S. Van Huffel and J. Vandewalle, *The Total Least Squares Problem: Computational Aspects and Analysis*. Philadelphia, PA: SIAM, 1991.
- [10] R. J. Cameron, "Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 1–10, Jan. 2003..
- [11] Wei Meng and Ke-Li Wu, "Analytical Diagnosis and Tuning of Narrowband Multicoupled Resonator Filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 10, pp. 3765–3771, Oct 2006

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，致力于专注于微波、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/>

专注于微波、射频、天线设计人才的培养

易迪拓培训

官方网址: <http://www.edatop.com>

淘宝网店: <http://shop36920890.taobao.com>