含源-负载交叉耦合的准椭圆函数滤波器设计

朱永忠　　谢拥军　　倪大宁
(西安电子科技大学天线与微波技术国家重点实验室　西安　710071)

摘　要：该文首先提出了含源-负载交叉耦合滤波器的等效网络模型，并给出了这种结构的传输函数 $t(s)$ 以及矩阵的综合方法。由含源-负载交叉耦合二端口网络的短路导纳矩阵推导了耦合矩阵 $\boldsymbol{M}$ 中 M_{SL} 、M_{Si} 和 M_{iL} 的一般表达式。最后，设计了一种新颖结构的含源-负载交叉耦合的微带滤波器，对其进行了仿真与制作，实测结果与仿真值、理论值吻合较好。

关键词：谐振器滤波器；交叉耦合；准椭圆函数；耦合矩阵
中图分类号：TN713.5　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：1009-5896(2008)03-0604-03

Design of Quasi-Elliptic Filter with Source-Load Cross-Coupling

Zhu Yong-zhong　　Xie Yong-jun　　Ni Da-ning
(*National Laboratory of Antennas and Microwave Technology*, *Xidian University*, *Xi'an* 710071, *China*)

Abstract: A general method is presented for synthesis of quasi-elliptic filter with source-load coupling. The equivalent circuit of the low-pass prototype of a lossless coupled resonator filter is proposed, as well as its transfer function $t(s)$.The expressions of M_{SL}, M_{Si} and M_{iL} in the coupling matrix $\boldsymbol{M}$ are obtained based on two-port admittance matrix $[Y_N]$. Finally, a novel quasi-elliptic two pole microstrip filter composed of two hexagonal open-loop resonators is designed. The numerical results are verified with the simulation, The measured and simulated data are in good agreement.

Key words: Resonator filter; Cross-coupling; Quasi-elliptic function; Coupling matrix

1　引言

随着卫星通信、微波中继通信等微波通信技术的发展，对高选择性、低插损带通滤波器的需要越来越多。具有这种特性的滤波器可以通过在传统的级联式谐振器滤波器的非相邻谐振腔之间引入交叉耦合，以得到有限频率传输零点来实现[1−3]。但长时间以来，对交叉耦合的研究，都局限在源与负载分别与一个谐振腔相耦合的拓扑结构上。这样一个 N 阶交叉耦合滤波器最多实现 $N-2$ 个传输零点[1]。若考虑源负载之间的交叉耦合则可实现 N 个传输零点[4−7]。文献[4，6]仅考虑了源与负载，以及源与负载分别与一个相邻谐振腔相耦合的拓扑结构的集总参数解法，文献[7]给出了包含源负载之间交叉耦合的耦合矩阵 $\boldsymbol{M}$ 的优化方法。但都没有给出这种耦合结构的低通原型电路及其综合解法。本文提出了含源负载交叉耦合滤波器的综合设计方法。首先给出这种耦合滤波器的低通等效电路模型，推导了这种结构的传输函数 $t(s)$。然后，根据源负载交叉耦合的二端口网络的短路导纳矩阵，得出了耦合矩阵 $\boldsymbol{M}$ 中 M_{SL}、M_{Si} 和 M_{iL} 的一般表达式。最后，对三阶椭圆函数进行修正，设计了一种六边形含源-负载耦合的两腔微带滤波器，实测值与仿真结果、理论值吻合较好。

2　理论分析

2.1　等效电路模型

图 1 给出了考虑含源负载交叉耦合的带通谐振器滤波器的低通原型等效电路。

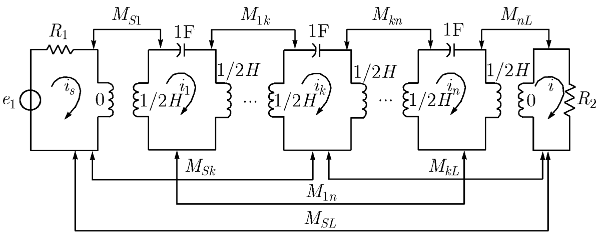

图 1　源-负载交叉耦合滤波器低通原型等效电路

该电路由 N 个电感耦合的谐振腔构成，各个谐振腔之间的耦合系数由 M_{ij} 表示，而源、负载与各腔之间的耦合系数分别用 M_{Si} 和 M_{iL} 表示。值得注意的是，这些耦合系数不随频率变化的。不失一般性，做归一化：

$$w_0 = 1,\ \ \Delta w = 1 \tag{1}$$

这里 w_0 为中心频率，Δw 为相对带宽。则

$$s = j\lambda = jw + \frac{1}{jw} = j\left(w - \frac{1}{w}\right) \tag{2}$$

2007-03-22 收到，2007-10-29 改回
教育部新世纪优秀人才支持计划(NCET-04-0950)资助课题

那么电路方程可以写为

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & jM_{S1} & \cdots & jM_{SN} & jM_{SL} \\ jM_{S1} & jM_{11} & \cdots & jM_{1N} & jM_{1L} \\ \vdots & \vdots & \vdots\ \vdots & & \vdots \\ jM_{SN} & jM_{1N} & \cdots & jM_{NN} & jM_{NL} \\ jM_{SL} & jM_{1L} & \cdots & jM_{NL} & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_S \\ i_1 \\ \vdots \\ i_N \\ i_L \end{bmatrix} \tag{3}$$

式(3)可写成矩阵方程的形式：

$$\boldsymbol{E} = \boldsymbol{Z} \cdot \boldsymbol{I} = (s\boldsymbol{U}_0 + j\boldsymbol{M} + \boldsymbol{R})\boldsymbol{I} \tag{4}$$

其中 $\boldsymbol{U}_0$ 是将 $(N+2)\times(N+2)$ 阶单位矩阵中第一个元素和最后一个元素为 0，其它元素都保持不变所得的矩阵。$\boldsymbol{M}$ 是耦合矩阵，它是一个 $(N+2)\times(N+2)$ 的方阵，形式如下：

$$\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} 0 & M_{S1} & \cdots & M_{SN} & M_{SL} \\ M_{S1} & M_{11} & \cdots & M_{1N} & M_{1L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{SN} & M_{1N} & \cdots & M_{NN} & M_{NL} \\ M_{SL} & M_{1L} & \cdots & M_{NL} & 0 \end{bmatrix} \tag{5}$$

其中对角线上的元素代表每一个谐振腔回路的自耦合(在同步调谐滤波器中，认为它们的值都取零)。其它元素表示各个谐振腔之间的耦合系数。$\boldsymbol{R}$ 矩阵是 $(N+2)\times(N+2)$ 阶方阵，除 $R(1,1)= R_1$, $R(N+2,N+2) = R_2$ 为非零量外，其它元素值均为零。从式(4)可得到这个网络的传输函数：

$$t(s) = \frac{i_1 R_2}{e_1/2} = \frac{2\sqrt{R_1R_2}D(\mathrm{cof}Z_{1N})}{D(Z)} \tag{6}$$

其中 $D(\mathrm{cof}Z_{1N})$ 表示 $\boldsymbol{Z}$ 矩阵第一行、第 N 列元素的代数余子式，$D(Z)$ 表示 $\boldsymbol{Z}$ 矩阵的行列式。

2.2 矩阵综合

对于一个二端口网络文献[9]给出了其导纳矩阵：

$$[\boldsymbol{Y}_N] = \begin{bmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{y_d(s)} \begin{bmatrix} y_{11n}(s) & y_{12n}(s) \\ y_{21n}(s) & y_{22n}(s) \end{bmatrix}$$
$$= j\begin{bmatrix} 0 & K_0 \\ K_0 & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^{N} \frac{1}{(s - j\lambda_k)} \cdot \begin{bmatrix} r_{11k} & r_{12k} \\ r_{21k} & r_{22k} \end{bmatrix} \tag{7}$$

这里在源、负载电阻均归一化为 1Ω 的情况下，

$$\left.\begin{aligned} y_{22}(s) &= y_{22n}(s)/y_d(s) = n_1(s)/m_1(s) \\ y_{21}(s) &= y_{21n}(s)/y_d(s) = (P(s)/\varepsilon)/m_1(s) \end{aligned}\right\}, N\text{为偶数} \tag{8}$$

$$\left.\begin{aligned} y_{22}(s) &= y_{22n}(s)/y_d(s) = m_1(s)/n_1(s) \\ y_{21}(s) &= y_{21n}(s)/y_d(s) = (P(s)/\varepsilon)/n_1(s) \end{aligned}\right\}, N\text{为奇数} \tag{9}$$

$$\begin{aligned} m_1(s) &= \mathrm{Re}(e_0+f_0) + j\,\mathrm{Im}(e_1+f_1)s + \mathrm{Re}(e_2+f_2)s^2 + \cdots \\ n_1(s) &= j\,\mathrm{Im}(e_0+f_0) + \mathrm{Re}(e_1+f_1)s + j\,\mathrm{Im}(e_2+f_2)s^2 + \cdots \end{aligned} \tag{10}$$

e_i, f_i，$i = 0,1,2,3,\cdots,N$ 分别是 $F(s), E(s)$ 的复系数。$F(s), E(s)$ 分别是反射函数的分子、分母。而对于一个含源-负载交叉耦合的滤波器，其第 k 个谐振腔单元(如图 2)的传输矩阵 $\boldsymbol{A}$(这里忽略了每一个谐振腔之间的耦合)：

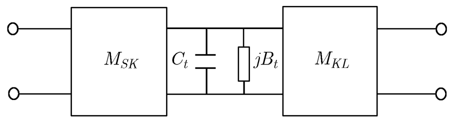

图 2 含源负载交叉耦合滤波器的拓扑结构

$$[\boldsymbol{A}]_k = -\begin{bmatrix} \dfrac{M_{kL}}{M_{Sk}} & \dfrac{(sC_k + jB_k)}{M_{Sk}M_{kL}} \\ 0 & \dfrac{M_{Sk}}{M_{kL}} \end{bmatrix} \tag{11}$$

将其转化为短路导纳矩阵：

$$[\boldsymbol{Y}_k] = \begin{bmatrix} y_{11k}(s) & y_{12k}(s) \\ y_{21k}(s) & y_{22k}(s) \end{bmatrix} = \frac{M_{Sk}M_{kL}}{(sC_k + jB_k)} \begin{bmatrix} \dfrac{M_{Sk}}{M_{kL}} & 1 \\ 1 & \dfrac{M_{kL}}{M_{Sk}} \end{bmatrix}$$
$$= \frac{1}{(sC_k + jB_k)} \begin{bmatrix} M_{Sk}^2 & M_{Sk}M_{kL} \\ M_{Sk}M_{kL} & M_{kL}^2 \end{bmatrix} \tag{12}$$

整个网络的短路导纳矩阵为各子网络的导纳矩阵之和，为

$$[\boldsymbol{Y}] = \begin{bmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{bmatrix} = [\boldsymbol{Y}_{SL}] + \sum_{k=1}^{N} \begin{bmatrix} y_{11k}(s) & y_{12k}(s) \\ y_{21k}(s) & y_{22k}(s) \end{bmatrix}$$
$$= j\begin{bmatrix} 0 & M_{SL} \\ M_{SL} & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^{N} \frac{1}{(sC_k + jB_k)} \begin{bmatrix} M_{Sk}^2 & M_{Sk}M_{kL} \\ M_{Sk}M_{kL} & M_{Sk}^2 \end{bmatrix} \tag{13}$$

观察式(13)与式(7)，可得：$M_{SL} = K_0$；$C_k = 1$；$B_k = -\lambda_k$；$M_{Lk}^2 = r_{22k}, M_{Sk}M_{Lk} = r_{21k}$。这样，就确定出耦合矩阵。再根据实际结构，对耦合矩阵进行相似变换，以确定符合实际的耦合矩阵[9]。

3 准椭圆函数滤波器设计

由式(6)得到两腔结构的传输函数为

$$\begin{aligned} t(s) = \Big\{ & -j2\sqrt{R_1R_2}\left[M_{SL}s^2 + (M_{SL}M_{12}^2 - M_{S1}M_{12}M_{2L})\right] \\ & \Big/ (M_{SL}^2 + R_1R_2)s^2 + (R_1M_{2L}^2 + R_2M_{S1}^2)s + [R_1R_2M_{12}^2 \\ & + (M_{S1}M_{2L} - M_{SL}M_{12})^2] \Big\} \end{aligned} \tag{14}$$

这里考虑结构的可实现性，已令 $M_{S2} = M_{1L} = 0$。为更好地实现滤波器的优良性能，必须对椭圆函数进行修正。这里以三阶标准椭圆函数的修正为例，得出含源-负载交叉耦合两腔滤波器的逼近函数。比较式(14)将三阶标准椭圆函数滤波器响应修正为[8]

$$|t(s)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \left(\dfrac{s^2 + {w_z}^2}{s^2 + {w_p}^2} \right)^2} \tag{15}$$

其中 ε 是修正后的波纹系数，w_z, w_p 分别是零、极点。式(15)就是修正后的准椭圆函数。用它作为逼近函数来综合含源-负载交叉耦合的两腔滤波器。且其中 $\varepsilon = 12.5$，$w_z = 0.8667$，$w_p = 10.0516$。

根据以上分析，设计一个中心频率为 3.3GHz，带宽为

2%，回波损耗为 20 dB 。带外最小衰减为 25 dB 的滤波器，经过综合变换所得矩阵为

$$\boldsymbol{M}=\begin{bmatrix} 0 & 1.3557 & 0 & 0.04 \\ 1.3557 & 0 & -2.1027 & 0 \\ 0 & -2.1027 & 0 & 1.3557 \\ 0.04 & 0 & 1.3557 & 0 \end{bmatrix} \tag{16}$$

而 $R_1=R_2=1.3557^2$。采用两腔六边形的含源-负载交叉耦合结构(其长宽为 12.5mm×7.4mm)。所用介质基板的介电常数 $\varepsilon_r=9.8$，厚度为 0.508mm。利用 EM 全波仿真软件进行分析，并进行实际制作(如图 3)。实测值与仿真结果、理论值吻合较好(如图 4)。证明了这种综合设计方法的有效性。与文献[5]中的发夹形含源-负载交叉耦合滤波器相比，这种六边形结构尺寸更小，且能获得更好的衰减特性，实现了滤波器的小型化。

图 3 两腔源-负载耦合滤波器实物照片

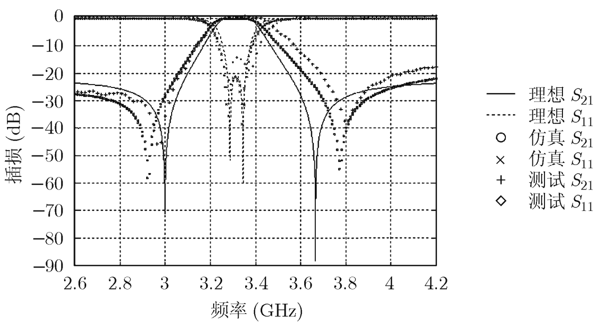

图 4 两腔源-负载耦合滤波器响应曲线比较

4 结束语

与传统的耦合方式相比较，本文的交叉耦合模型不仅在馈源与负载端存在交叉耦合，源、负载也可以耦合不止一个谐振器。这样能够使滤波器响应在阻带内产生衰减极大值，利于形成优良的滤波特性曲线。但使用本综合法时需要注意两点：一是对标准椭圆函数需要根据设计指标选择适当的参数进行修正。二是为得到可实现的滤波器结构，还必须对最初的耦合矩阵 $\boldsymbol{M}$ 进行相似变换，去除不理想的交叉耦合，得到可实现的耦合矩阵。矩阵的变换是一个十分复杂的过程，Cameron 和 Amari 对这一课题作了相应的研究[9, 10]，但目前为止还没有一种通用的方法来简便地实现任意矩阵的相似变换。

参 考 文 献

[1] Cameron R J. General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering function. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 1999, 47(4): 433–442.

[2] Atia A E and Williams A E. Narrow bandpass waveguide filters. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 1972, 20(4): 258–265.

[3] Amari S. Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 2000, 48(9): 1559–1564.

[4] Amari S and Bornemann J. Maximum number of finite transmission zeros of coupling resonator filters with source/load multi-resonator coupling and a given topology. Asia-Pacific Microw ave Conference, Sydney, Australia, 2000 AP 3–6: 1175–1177.

[5] Kolmakov Y A, Savino A M, and Vendik I B. Quasi-elliptic two pole microstrip filter. 15th International Microwaves, Radar and Wireless Communications Conference, Warsaw, Poland. 2004, 1:159–161.

[6] Montejo-Garai J R. Synthesis of n-even order symmetric filters with N transmission zeros by means of source-load cross coupling. *Electron. Lett.*, 2000, 36(3): 232–233.

[7] Amari S and Rosenberg U. Adaptive synthesis and design of resonator filter a with source/load multi-resonator coupling. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 2002, 50(8): 1969–1978.

[8] 梁昌洪. 计算微波. 西安：西北电讯工程学院出版社, 1985: 218–246.

[9] Cameron R J. Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 2003, 51(1): 1–10.

[10] Amari S. Direct synthesis of folded symmetric resonator filters with source- load coupling. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2001, 11(6): 264–266.

朱永忠： 男，1980 年生，博士生，研究方向为微波通信、天线小型化技术.

谢拥军： 男，1969 年生，教授，博士生导师，主要从事计算电磁学、微波通信等领域的研究.

倪大宁： 女，1981 年生，硕士生，研究方向为微波通信.