

# 交叉耦合模型及其在腔体滤波器中的实现

李 忻, 聂在平

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

**【摘要】**提出了相位关系和交叉耦合两种分析交叉耦合的模型;给出了在腔体滤波器中实现交叉耦合的方法,通过在非相邻谐振器之间开辟辅助信号通道并添加控制部件,引入有限的传输零点而优化了滤波器性能。基于提出的分析模型,设计实例验证了该方法的可行性与实用性。

**关键词** 交叉耦合; 腔体滤波器; 实现方法; 设计实例

**中图分类号** TN713; O441.4 **文献标识码** A

## Models for Cross-Coupling and Its Implementation in Cavity-Filters

Li Xin, Nie Zaiping

(School of Electronic Engineering, UEST of China Chengdu 610054)

**Abstract** Two models for analyzing both the cross-couplings and their phase relationships and the implementation in cavity-filters by establishing auxiliary signal passages and adding control parts between non-adjacent resonators to both introduce finite transmission zeroes and optimize the performance of filters are proposed. The feasibility and practicability of the method are validated by design examples based on the presented models.

**Key words** cross-coupling; cavity-filters; implementation; design examples

随着通信技术的迅速发展,其系统对低成本、小体积、低插损的高性能窄带滤波器件的需求日益增大。常规切比雪夫滤波器件已不能满足这些高要求,而椭圆函数滤波器实现复杂、调试困难,难以广泛应用。于是,人们提出了采用准椭圆函数逼近的思想以降低实现难度<sup>[1-4]</sup>:基于全极点的切比雪夫滤波器,在其通带带边引入有限的传输零点,以提高通带带边的抑制性能。然而,该思想的分析与实现方法一直是设计中的难点。本文在腔体滤波器的优化设计中解决了这些问题。

### 1 耦合相位关系模型

本文提出图1的耦合相位关系模型来分析交叉耦合性能,图中A、B端口间的串联电感代表感性耦合,对传输信号相移约 $-90^\circ$ ,串联电容表示容性耦合,对传输信号相移约 $+90^\circ$ 。并联电容电感回路代表谐振器,在谐振点处相移为零,在谐振频率低端呈现约 $+90^\circ$ 相移,在谐振频率高端呈现约 $-90^\circ$ 相移。因此,滤波器的交叉耦合可用示意图2表示,图中含有编号的圆圈代表谐振器,其间的电感与电容表示谐振器之间的耦合关系,其他数字表示信号相移度数。

如果首尾输入输出谐振器(图2中1与3或1与4)间的各传输通道附加相移相反,传输信号破坏性叠加的结果会在传输通带带边生成传输零点,谐振器的相移特性决定了传输零点在通带高端或低端,而交叉耦合强

收稿日期:2003-02-10

基金项目:国家863计划资助项目(2002AA123032)

作者简介:李忻(1975-),男,博士生,主要从事微波与电磁场、新一代无线通信技术以及新型天线与分集技术方面的研究。

度决定其距通带中心的位置,耦合越强,传输零点距通带越近。因此,图2中的交叉耦合确定了传输零点的相对位置与个数。在图2中,结构(a)的传输通带高端带边出现一个传输零点,这是由于只有在谐振器2的谐振频率高端,主传输通道(1 2 3:相移为 $-90^{\circ}-90^{\circ}-90^{\circ}=-270^{\circ}$ )与交叉耦合通道(1 3:相移为 $-90^{\circ}$ )间的相移才是相反的;结构(b)在通带低端带边出现一个传输零点;结构(c)在通带高端与低端带边各出现一个传输零点;结构(d)中不出现实频率传输零点,但出现虚频率零点,使其通带内的群时延特性更平坦<sup>[1]</sup>;结构(e)中两条交叉耦合通道导致通带高端带边出现两个传输零点;结构(f)中两条交叉耦合通道使得通带低端带边出现两个传输零点。

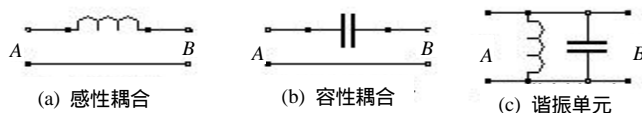


图1 耦合相位关系模型

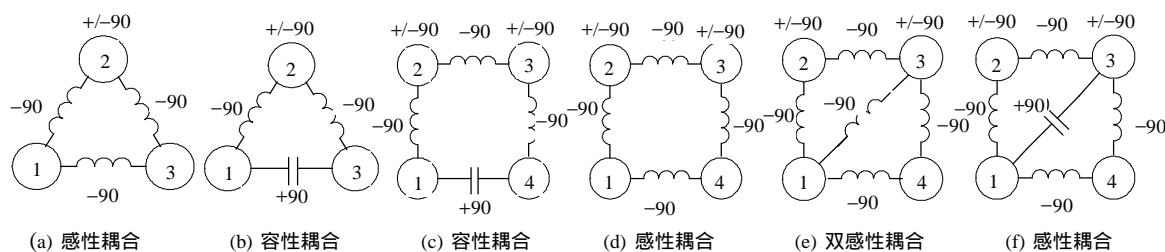


图2 交叉耦合示意图

## 2 交叉耦合模型及实现

基于本文的耦合相位关系模型,提出如图3所示的腔体或微带滤波器模型。在首尾谐振器上安装滤波器输入/输出装置I/O与O/I,除相邻的谐振器2之间的信号通道3外,至少在一对非相邻的谐振器之间开辟有辅助信号通道5,在辅助信号通道中可以设置交叉耦合控制部件6,通过设置5和6的特性参数可改变交叉耦合的性质与强度,从而控制传输零点的位置。

基于该滤波器模型,可以建立如下交叉耦合模型。交叉耦合网络可等效为具有辅助传输线(特性导纳 $Y_c$ 与电长度 $q_c$ )的理想导纳变换器(窄带情形),见图4。利用基本网络理论,图4可进一步等效为图5的网络结构,其等效关系可从对应的ABCD矩阵推导出来。

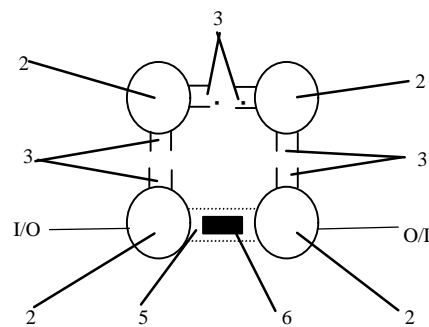


图3 交叉耦合的实现模型

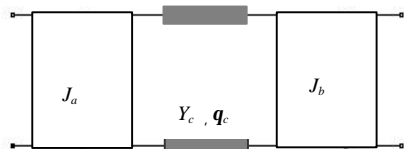


图4 交叉耦合结构的等效网络

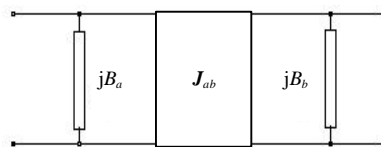


图5 交叉耦合结构的进一步等效网络

$$\begin{pmatrix} 0 & \frac{j}{J_a} \\ jJ_a & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos q_c & \frac{j \sin q_c}{Y_c} \\ jY_c \sin q_c & \cos q_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & \frac{j}{J_b} \\ jJ_b & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{J_b}{J_a} \cos q_c & -\frac{jY_c}{J_a J_b} \sin q_c \\ -\frac{jJ_a J_b}{Y_c} \sin q_c & -\frac{J_a}{J_b} \cos q_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB_a & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & \frac{j}{J_{ab}} \\ jJ_{ab} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB_b & 1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_b}{J_{ab}} & \frac{j}{J_{ab}} \\ jJ_{ab} & -\frac{jB_a B_b}{J_{ab}} \\ -\frac{B_a}{J_{ab}} & \end{bmatrix} \quad (2)$$

可得等效导纳变换器参数

$$J_{ab} = \frac{J_a J_b}{Y_c \sin q_c} \quad (3)$$

$$B_a = -\frac{J_a^2 \cot q_c}{Y_c}; \quad B_b = -\frac{J_b^2 \cot q_c}{Y_c} \quad (4)$$

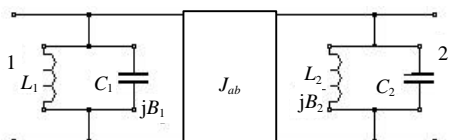


图6 引入交叉耦合结构后的等效网络

通过邻近的谐振器把电纳 $jB_a$ 与 $jB_b$ 吸收后,等效网络见图6,通过导纳变换器实现非相邻谐振器1与2之间的耦合,从而可导出交叉耦合系数。令电路的端口输入电纳为 $jB_i$ ,  $\omega_0$ 为通带中心频率,则电纳斜率参数为

$$B'_i = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB_i}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad i=1, 2 \quad (5)$$

等效电路图6的两端口1与2间的耦合系数为

$$K_{12} = \frac{J_{ab}}{\sqrt{B'_1 B'_2}} \quad (6)$$

至此,根据设计理论综合出式(6)的交叉耦合系数<sup>[5-8]</sup>,即可以确定交叉耦合结构和控制部件参数,从而准确地控制通带带边的传输零点。

基于本文的通用分析模型,这里给出在腔体滤波器中实现交叉耦合的方法。根据谐振器内电磁场的分布特点及谐振器的结构,至少在一对非相邻的谐振腔体之间开辟一条辅助信号通道,该通道可以是矩形槽、圆形槽或其他形状的窗口。理论计算的耦合系数确定了辅助通道的基本参数,根据交叉耦合强度的要求,还可以在辅助信号通道中添加交叉耦合控制部件(如带线、电缆、小环或螺钉),通过控制和调整辅助信号通道的特性和交叉耦合控制部件的参数可以准确地控制交叉耦合的性质与强度,达到理论综合结果所要求的交叉耦合系数。此种腔体滤波器件具有较高的品质因素和较好的选择性,可满足现代通信系统对窄带滤波器件的需求,实现低插损、高性能滤波。

### 3 设计实例

本文设计的铝合金制作的同轴谐振腔滤波器,采用HFSS仿真,模型如图7所示。铝合金盒1中开设了四个同轴谐振腔2,与同轴谐振腔连接的输入/输出装置I/O

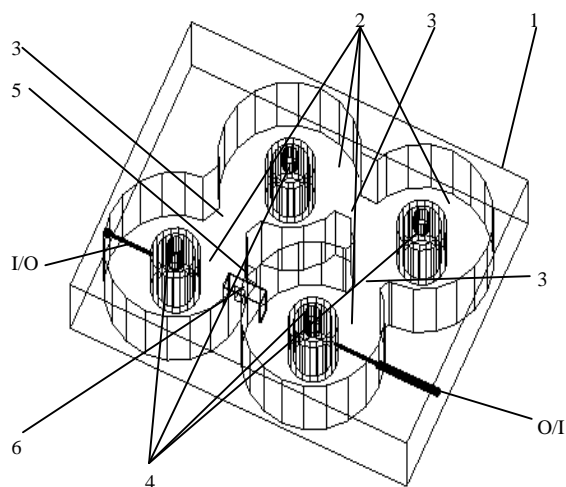


图7 具有准椭圆频率响应的同轴谐振腔滤波器

与O/I是同轴探针,在各同轴谐振腔中加装了调谐螺钉4,除了同轴谐振腔之间的主信号通道3外,在首尾同轴谐振腔之间开辟了一个矩形辅助信号通道5,该矩形槽中布设了五分之一波长的矩形带线作为交叉耦合控制部件6,其幅频特性见图8。如去掉交叉耦合控制部件并封闭辅助信号通道,则该滤波器就成了常规切比雪夫滤波器。改动交叉耦合带线为四分之一波长,并相应调整调谐螺钉后得到图9的频率响应。显见,此种结构的腔体滤波器在通带带边引入了一对有限的传输零点Z,有效地提高了通带带边的抑制性能。加长带线则增强了交叉耦合,带边的传输零点相对通带中心内移,近端抑制性能提高了;缩短带线减弱了交叉耦合,带边的传输零点相对通带中心外移,远端的抑制得到改善。去除交叉耦

合, 则没有有限的传输零点。所设计的实例加工件测试表明, 滤波器的实际性能与仿真结果吻合得较好, 优化性能显著。

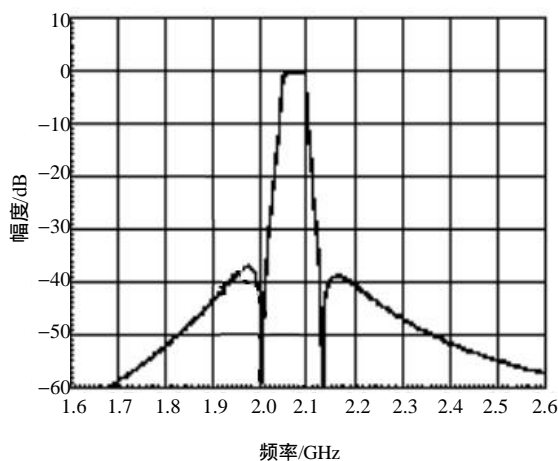


图8 准椭圆函数滤波器频率响应(弱耦合)

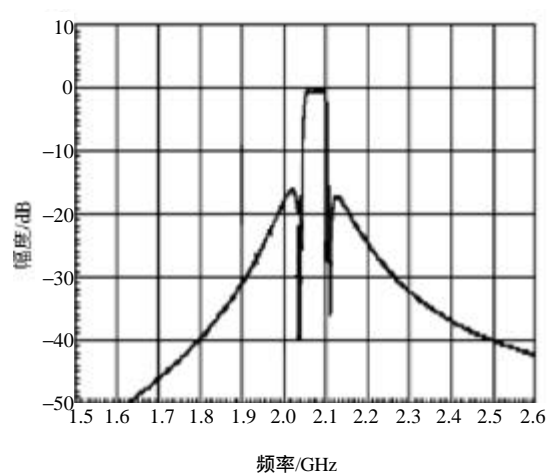


图9 准椭圆函数滤波器频率响应(强耦合)

## 4 结束语

本文首先提出一种耦合相位关系模型来分析几种常见滤波器结构的传输零点特征, 再提出交叉耦合模型分析交叉耦合参数, 并给出了在腔体滤波器中实现交叉耦合的方法。最后, 设计实例验证了该方法的可行性与实用性, 通过不在非相邻谐振器之间开辟辅助信号通道与添加控制部件的方法引入适度的交叉耦合以设置有限的传输零点, 有效地提高了滤波器带边抑制性能, 通过设计和控制辅助信号通道与控制部件的参数, 可以准确地控制传输零点的位置, 实现高性能滤波。

## 参 考 文 献

- [1] Levy R. Filters with single transmission zeros at real or imaginary frequencies[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1976, MTT-24: 172-181
- [2] Hong J S, Michael J L. Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1996, 44(12): 2 099-2 109
- [3] Atia A E, Williams A E, Newcomb R W. Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis[J]. IEEE Trans. Circuits and Syst., 1974, CAS-21(5): 649-655
- [4] Jokela K T. Narrow-band stripline or microstrip filters with transmission zeros at real and imaginary frequencies[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1980, MTT-28: 542-547
- [5] Levy R. Direct synthesis of cascaded-quadruplet (CQ) filters[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1995, 43: 2 940-2 945
- [6] Hershtig R, Levy R, Zaki K A. Synthesis and design of cascaded trisection(CT) dielectric resonator filters[C]. In: Proc. European Microwave Conf. Dig., Jerusalem, Israel, 1997. 784-791
- [7] Amari S. Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique[J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., 2000, 48(9): 1 559-1 564
- [8] Macchiarella G. Accurate synthesis of inline prototype filters using cascaded triplet and quadruplet sections[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 2002, 50(7): 1 779-1 783

编辑 徐安玉