

文章编号: 2095-4980(2017)06-0997-07

## 基于 $\lambda/4$ 和非对称 $\lambda/2$ 谐振器的三阶微带滤波器设计

赵志远, 朱璇, 周学全

(国防信息学院, 湖北 武汉 430000)

**摘要:** 提出了一种基于电容加载  $\lambda/4$  梳状线谐振器和电容加载非对称  $\lambda/2$  准梳状线谐振器的三阶耦合滤波器拓扑结构。利用奇偶模方法, 给出并分析了整个滤波器结构的等效电路, 由导纳矩阵可以得出传输零点的位置。实际制作了一个中心频率为 1.83 GHz 的三阶微带带通滤波器, 相对带宽为 9%, 带内中心插损仅为 1.45 dB, 回波损耗优于 14 dB。传输响应在通带两侧分别存在一个传输零点, 有利于提高滤波器的选择性。实验结果表明, 测试结果与仿真结果基本一致。

**关键词:** 三阶带通滤波器; 微带滤波器; 梳状线谐振器; 非对称准梳状线谐振器; 电容加载  
**中图分类号:** TN713 **文献标志码:** A **doi:** 10.11805/TKYDA201706.0997

## Three-pole microstrip bandpass filters with high selectivity using mixed $\lambda/4$ and asymmetric $\lambda/2$ resonators

ZHAO Zhiyuan, ZHU Xuan, ZHOU Xuequan

(Academy of National Defense Information, Wuhan Hubei 430000, China)

**Abstract:** A novel three-pole microstrip bandpass filter using mixed capacitor-loaded asymmetric quasi-combline and combline resonators is proposed. The equivalent circuit of the design is demonstrated and analyzed based on odd- and even-mode method in detail. According to the overall equivalent circuit, two transmission zeros can be introduced at both sides of the passband, which improves the selectivity significantly. The measured central frequency in the passband of the fabricated filter is 1.83 GHz, and the relative bandwidth is 9%. The insertion loss is only 1.45 dB with its return loss better than 14 dB. The measured results show good agreement with the simulated ones.

**Keywords:** three-pole bandpass filters; microstrip filters; combline resonators; asymmetric quasi-combline resonators; capacitor-loaded

微带滤波器具有低成本、易集成的优点, 是微波无线通信系统中重要的无源器件, 广泛应用于移动通信和卫星通信系统。微带带通滤波器不仅要尺寸小, 插损低, 带外抑制高, 同时通带边缘要足够陡峭即选择性高。针对分时期演进(Time Division Long Term Evolution, TD-LTE)移动通信系统, 致力于设计具有小型化和高选择性的微带滤波器。小型化微带谐振器的实现形式多种多样, 包括单端接地的  $\lambda/4$ (四分之一波长)谐振器<sup>[1-2]</sup>、阶跃阻抗谐振器(Step-Impedance Resonator, SIR)<sup>[3]</sup>、非对称结构的 SIR<sup>[4]</sup>、带枝节加载的  $\lambda/2$ (半波长)谐振器<sup>[5]</sup>, 以及各种变形的双模谐振器<sup>[6-7]</sup>等等。采用集总-分布相结合的谐振器结构有利于小型化, 且具有可重构的潜力和优势。集总电容加载的谐振器包括单终端加载电容的梳状线谐振器<sup>[1]</sup>、双终端加载电容的准梳状线谐振器<sup>[8]</sup>、单终端加载电容的非对称准梳状线谐振器<sup>[9]</sup>、电容加载的环形谐振器<sup>[10]</sup>等。单终端加载电容的梳状线谐振器为一端短路接地, 另一端加载电容, 该谐振器等效为四分之一波长谐振器, 其传输线电长度较短, 寄生通带远离中心频率<sup>[1-4]</sup>。单终端加载变容管的非对称准梳状线谐振器为一端开路, 另一端加载电容, 该谐振器等效为半波长谐振器, 具有高  $Q$  值的优势<sup>[9]</sup>。

提高滤波器选择性的方法包括: a) 增大滤波器的阶数<sup>[11]</sup>; b) 设计椭圆函数型滤波器<sup>[12]</sup>; c) 引入传输零点<sup>[13-14]</sup>等等。对于小型化高阶微带带通滤波器( $n>3$ ), 以上采用电容加载梳状线谐振器和双终端电容加载对称型准梳状线谐振器的滤波器中心插损都比较大。另外, 传统的梳状线滤波器只在中心频率的上阻带或下阻带一侧

存在传输零点<sup>[15]</sup>，导致滤波器的传输响应为非对称的并且选择性不够高。为了在通带两侧分别实现传输零点，Y.C.Chiou 提出了一种在非相邻谐振器间引入交叉耦合的梳状线滤波器结构<sup>[16]</sup>，M.A. El-Tanani 采用了加入源与负载耦合的形式<sup>[17]</sup>，可见，这些引入传输零点的方法均为增加额外的耦合结构，提高电路设计的复杂度。本文提出电容加载的非对称准梳状线谐振器与梳状线谐振器相混合的耦合结构，实现在上、下阻带分别引入一个传输零点，明显提高滤波器的选择性。

基于半波长非对称准梳状线谐振器和四分之一波长梳状线谐振器的不同特点，笔者首次将二者联合起来用以实现一个具有高选择性的低损耗三阶微带带通滤波器，如图 1 所示。它的两侧为 2 个电容加载的非对称准梳状线谐振器，中间为 1 个电容加载的梳状线谐振器，形成 1 个三阶耦合拓扑结构。该结构可以在 2 个环形谐振器中间插入多个梳状线谐振器，拓展为更高阶的小型化滤波器拓扑结构。输入输出匹配结构采用直接接触式抽头耦合线进行馈电。 $C_{11}, C_{12}$  作为梳状线谐振器的加载电容， $C_{21}, C_{22}$  作为非对称准梳状线谐振器的加载电容，其中  $C_{12}, C_{22}$  主要起微调电容的作用。由于分立陶瓷电容的电容值与标称值有一定误差且具有离散性，采用这种电容组合的方式更易于实现非对称准梳状线谐振器和梳状线谐振器谐振频率的一致，便于滤波器调试。为了分析该异步调谐的耦合谐振器结构，建立了相应的等效电路。为准确预测传输零点的位置，进一步建立了带源与负载的滤波器整体等效电路。基于整体等效电路的分析，设计并实现了一款工作于 1.83 GHz 的三阶微带带通滤波器。

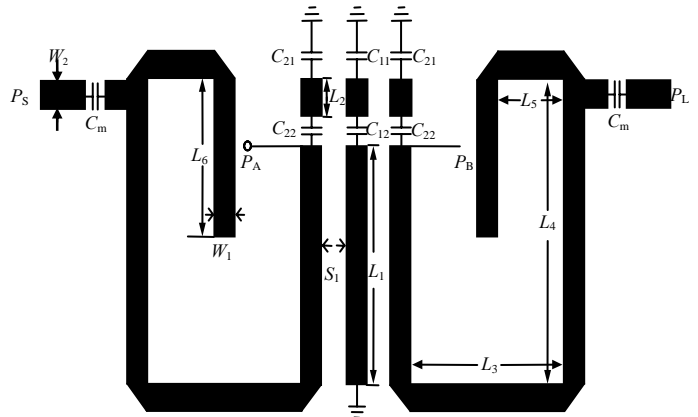


Fig.1 Layout of three-pole microstrip bandpass filter  
图 1 三阶微带带通滤波器版图

## 1 耦合机制

### 1.1 耦合谐振器分析

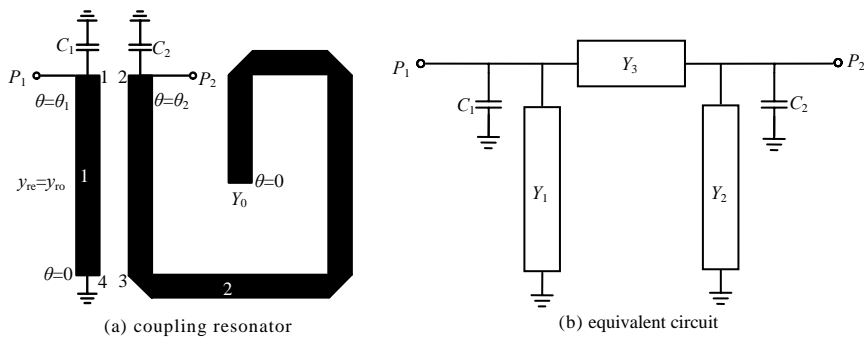


Fig.2 Model of coupling resonator and its equivalent circuit  
图 2 耦合谐振器简化模型及其等效电路

图 2 为耦合谐振器的简化模型及其等效电路。其中，传输线特性导纳为  $Y_0$ ，梳状线谐振器及非对称准梳状线谐振器中传输线的电长度分别为  $\theta_1, \theta_2$ ，它们加载的电容值分别为  $C_1$  和  $C_2$ 。为简化计算该二端口网络的  $Y$  参数，忽略接地过孔的寄生效应以及加载电容造成的传输线不连续性的影响。由于耦合系数只与导纳参数的虚部有关，因此该二端口网络的  $Y$  参数不必计算加载电容的串联寄生电阻。由二端口网络的  $Y$  矩阵最终得到图 2(b)中的耦合谐振器等效电路，其  $\pi$  型结构中， $Y_1 = y_{11} - Y_3$ ， $Y_2 = y_{22} - Y_3$ ， $Y_3 = -y_{12}$ 。耦合谐振器总的导纳矩阵为：

$$Y = \begin{bmatrix} y_{11} + j\omega C_1 & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} + j\omega C_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$y_{11}' = y_{11} - \frac{Y_{13}Y_{31}}{y_{33} + Y_L} \quad (2)$$

$$y'_{12} = y'_{21} = y_{12} - \frac{y_{13}y_{32}}{y_{33} + Y_L} \quad (3)$$

$$y'_{22} = y_{22} - \frac{y_{23}y_{32}}{y_{33} + Y_L} \quad (4)$$

式中  $Y_L$  为从非对称准梳状线谐振器三端口向其开路端看去的导纳:

$$Y_L = jY_0 \tan(\theta_2 - \theta_1) \quad (5)$$

假设平行耦合线奇模和偶模电长度均为  $\theta_1$ , 则平行耦合线四端口的  $Y$  参数<sup>[18]</sup>为:

$$y_{11} = y_{22} = y_{33} = -\frac{j}{2}(y_{ro} + y_{re})\cot\theta_1 \quad (6)$$

$$y_{12} = y_{21} = -\frac{j}{2}(y_{ro} - y_{re})\cot\theta_1 \quad (7)$$

$$y_{13} = y_{31} = -\frac{j}{2}(y_{ro} - y_{re})\csc\theta_1 \quad (8)$$

$$y_{23} = y_{32} = -\frac{j}{2}(y_{ro} + y_{re})\csc\theta_1 \quad (9)$$

式中  $y_{ro}, y_{re}$  是平行耦合线奇模和偶模特性导纳。

当梳状线谐振器和非对称准梳状线谐振器都在中心频率  $\omega_0$  谐振时, 其加载电容值分别满足:

$$\text{Im}(y'_{11} + \omega_0 C_1) = 0 \quad (10)$$

$$\text{Im}(y'_{22} + \omega_0 C_2) = 0 \quad (11)$$

谐振器的导纳斜率参数  $b$  为:

$$b_1 = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial \text{Im}[y'_{11}]}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} + \frac{\omega_0 C_1}{2} \quad (12)$$

$$b_2 = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial \text{Im}[y'_{22}]}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} + \frac{\omega_0 C_2}{2} \quad (13)$$

级间耦合系数  $k_{12}$  为:

$$k_{12} = \frac{\text{Im}[-y'_{12}(\omega_0)]}{\sqrt{b_1 b_2}} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (14)$$

式中:  $FBW$  为相对带宽;  $g_1, g_2$  为等效低通电路的元件值。

在工作频率为 1.85 GHz 时, 选定传输线电长度  $\theta_1 = 31.3^\circ, \theta_2 = 4\theta_1$ 。对于给定的耦合结构, 奇模阻抗  $Z_{ro} = 80.9 \Omega$ , 偶模阻抗  $Z_{re} = 106.4 \Omega$ , 通过式(7)中  $Y$  参数计算得到的耦合系数( $k_{12} = 0.1075$ )与相对带宽为 10%、带内波纹为 0.04 dB ( $g_1 = 0.8374, g_2 = 1.0975$ )三阶切比雪夫型滤波器的耦合系数相吻合。根据奇偶模阻抗, 可以确定平行耦合线的线宽和间距, 然后通过三维电磁仿真软件优化得到最终的电路设计参数。

### 1.2 外部 $Q_e$ 值分析

为了在激励源和谐振器之间实现最大功率传输, 激励源必须通过馈线与谐振器之间满足最佳阻抗匹配, 即输入输出匹配与谐振器间耦合符合临界耦合条件<sup>[1]</sup>, 这里输入输出匹配电路采用直接抽头耦合方式, 如图 3 所示。从接入点位置向谐振器看去的输入导纳  $Y_r$  为:

$$Y_r = jY_0 \left( \tan\theta_{21} + \frac{\omega C_2 + Y_0 \tan\theta_{22}}{Y_0 - \omega C_2 \tan\theta_{22}} \right) \quad (15)$$

式中:  $Y_0$  为传输线特性导纳;  $\theta_{21}, \theta_{22}$  为电长度, 满足  $\theta_2 = \theta_{21} + \theta_{22}$ 。从源端口经过耦合电容向谐振器看去的总输入导纳  $Y_{in}$  为:

$$Y_{in} = \frac{j\omega C_m Y_r}{j\omega C_m + Y_r} \quad (16)$$

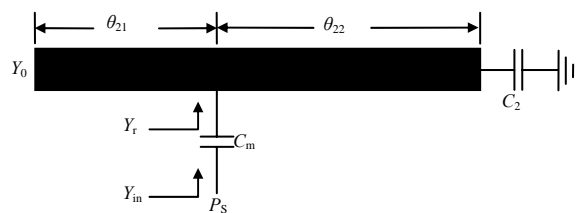


Fig.3 Input/output matching network  
图 3 输入输出匹配网络

对于该输入输出匹配网络，抽头接入的位置由单端加载的外部  $Q_e$  值决定<sup>[17]</sup>。

$$Q_e = \frac{\omega_0}{2Y_s} \frac{\partial \text{Im}[Y_{in}]}{\partial \omega} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (17)$$

式中  $Y_s$  为源导纳(一般为 0.02 S)。由式(16)看出  $C_m, \theta_{21}, \theta_{22}$  共同影响外部  $Q_e$  值, 通过合理选择这 3 个参数, 可以得到期望的外部  $Q_e$  值。

### 1.3 耦合系数 $k_{12}$ 及外部 $Q_e$ 值抽取

按照文献[18]中给出的经典方法对耦合系数  $k_{12}$  和外部  $Q_e$  值进行抽取。图 4 为耦合谐振器的级间耦合系数  $k_{12}$  随耦合距离  $S_1$  的变化情况。滤波器的带宽可以通过控制 2 个谐振器之间的耦合距离来实现。图 5 为外部品质因数  $Q_e$  随耦合电容  $C_m$  的变化情况。耦合电容  $C_m$  越大, 外部  $Q_e$  值越小, 输入输出阻抗匹配的带宽越宽。根据图 4 和图 5, 可以得出与式(14)和式(17)计算结果相对应的滤波器尺寸, 然后通过三维电磁仿真软件对整个滤波器进行优化。

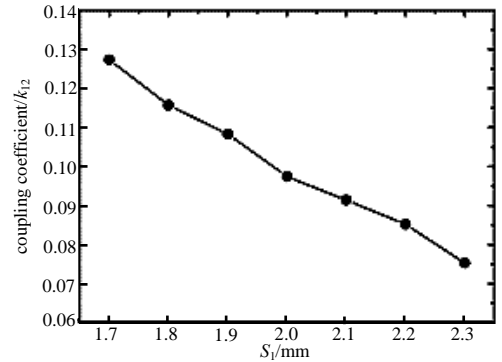


Fig.4 Coupling coefficient  $k_{12}$  with the width of gap  $S_1$   
图 4 耦合系数  $k_{12}$  随耦合距离  $S_1$  的变化曲线

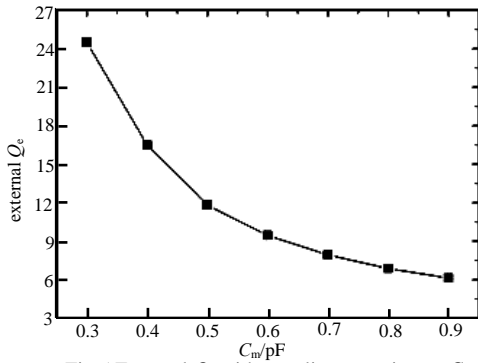


Fig.5 External  $Q_e$  with coupling capacitance  $C_m$   
图 5 外部  $Q_e$  值随耦合电容  $C_m$  的变化曲线

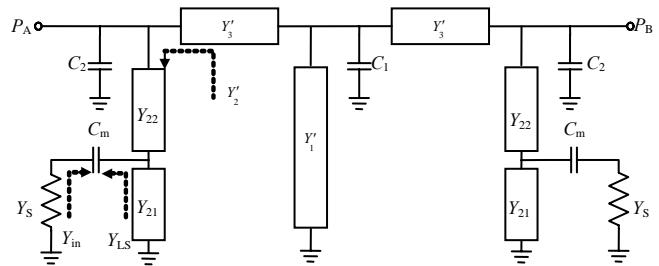


Fig.6 Overall equivalent circuit of filter with source and load  
图 6 滤波器带源和负载导纳的整体等效电路

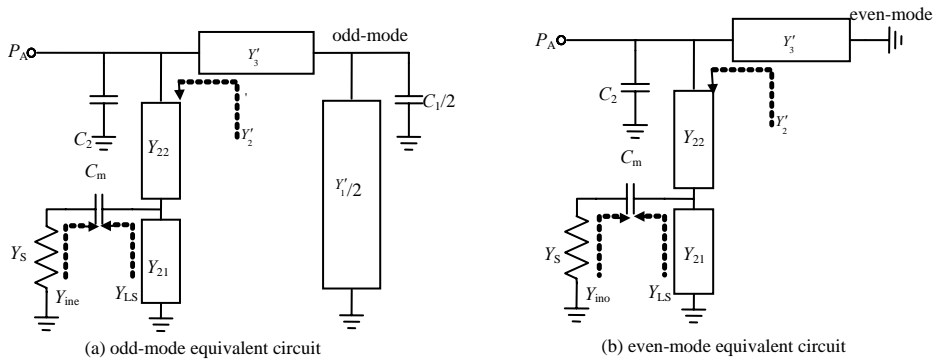


Fig.7 Even-mode and odd-mode equivalent circuit of filter with source and load  
图 7 滤波器带源和负载导纳的奇偶模等效电路

## 2 传输零点分析

由于该滤波器拓扑结构关于中心平面左右对称, 其  $Y$  参数可以通过奇偶模方法进行计算。如图 1 所示, 为得到从端口 A 和 B 看进去的整体奇模(Odd-mode)和偶模(Even-mode)输入导纳, 需要分析带源和负载导纳的滤波器整体等效电路, 如图 6 所示。在滤波器中心平面加电壁, 相当于中心平面短路, 得到其奇模等效电路, 如图 7(a)所示。在滤波器中心平面加磁壁, 相当于中心平面开路, 得到其偶模等效电路, 如图 7(b)所示。由端口 A 看进去的偶模和奇模输入导纳分别为:

$$Y_{Ae} = j\omega C_2 + Y_2' + \frac{Y_3'(Y_1' + j\omega C_1)}{Y_1' + 2Y_3' + j\omega C_1} \tag{18}$$

$$Y_{Ao} = j\omega C_2 + Y_2' + Y_3' \tag{19}$$

其中:

$$Y_1' = y_{11}'' - Y_3' \tag{20}$$

$$Y_2' = y_{22}'' - Y_3' \tag{21}$$

$$Y_3' = -y_{12}'' \tag{22}$$

这里  $y_{11}''$ ,  $y_{12}''$ ,  $y_{22}''$  是将式(2)~式(4)中的  $Y_L$  替换为  $Y_L'$  而得到的。

$$Y_L' = Y_0 \frac{Y_{LS} + jY_0 \tan \theta_{21} + jY_0 \tan(\theta_{22} - \theta_1)}{Y_0 + j(Y_{LS} + jY_0 \tan \theta_{21}) \tan(\theta_{22} - \theta_1)} \tag{23}$$

其中,  $Y_{LS}$  为耦合电容与源导纳的串联导纳:

$$Y_{LS} = \frac{j\omega C_m Y_S}{j\omega C_m + Y_S} \tag{24}$$

根据传输响应的计算公式<sup>[19]</sup>, 高频端传输零点的位置由下式决定:

$$\text{Im}[Y_{Ae} - Y_{Ao}] = 0 \tag{25}$$

由式(25)及其 Matlab 仿真可知, 高频端上阻带传输零点的位置与  $\theta_1, \theta_2$  有关。如图 8 所示,  $\theta_2 / \theta_1$  比值越大, 传输零点越靠近中心频率。

低频端传输零点的位置由式(26)决定:

$$\text{Im}[Y_{in}] = \infty \tag{26}$$

即由式(15)和(16)可知, 低频端传输零点位置由  $\theta_{22}, C_2$  决定。 $\theta_{22}$  越小, 传输零点越靠近中心频率。

### 3 设计实例

基于以上分析, 利用三维电磁仿真软件 CST 2009 设计并制作一个目标中心频率为 1.8 GHz, 相对带宽为 10%, 带内波纹为 0.04 dB 的三阶切比雪夫型微带带通滤波器。选用相对介电常数  $\epsilon_r = 2.2$ , 损耗角正切  $\tan \delta = 0.0009$ , 厚度为 1 mm 的 Rogers RT5880 介质基板, 整个电路做在一块 40 mm×36 mm 的表面镀金的微带基片上, 实际电路如图 9 所示, 相对于图 1 的示意版图, 其具体设计参数如表 1 所示, 滤波器版图尺寸为 21 mm×14.6 mm, 进一步小型化可采用低温共烧陶瓷(Low Temperature Co-fired Ceramic, LTCC)技术。传输线加载电容  $C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{22}$  以及输入输出匹配电容  $C_m$  选用 ATC 600F 系列电容, 它们的自谐振频率都高于 2 GHz。

表 1 滤波器的尺寸

Table1 Dimensions of the filter circuit

$W_1/W_2/\text{mm}$	$L_1/L_2/\text{mm}$	$L_3/L_4/\text{mm}$	$L_5/L_6/\text{mm}$	$S_1/\text{mm}$	$C_{11}/C_{12}/C_{21}/C_{22}/C_m/\text{pF}$
1/1.2	8/2	6/10.6	2.5/5.5	2	1.5/12/1.1/10/0.6

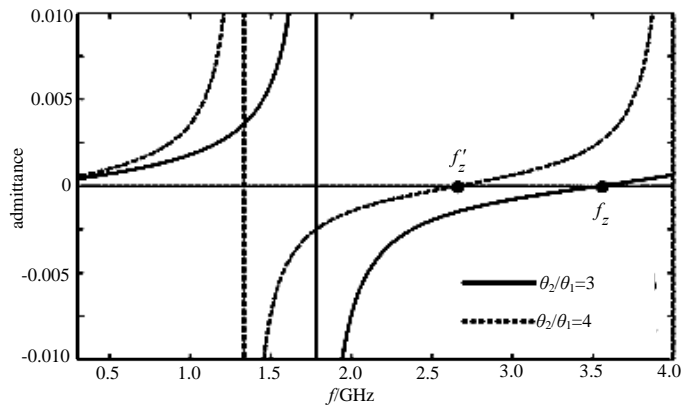


Fig.8 Transmission zeros on the stopband with  $\theta_2 / \theta_1$   
图 8 不同  $\theta_2 / \theta_1$  比值对应的上阻带传输零点的位置

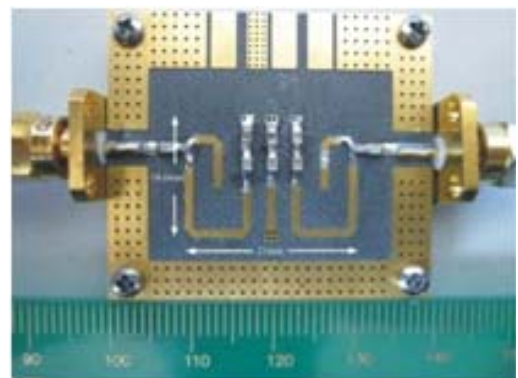


Fig.9 Fabricated three-pole microstrip bandpass filter  
图 9 实际制作的三阶微带带通滤波器

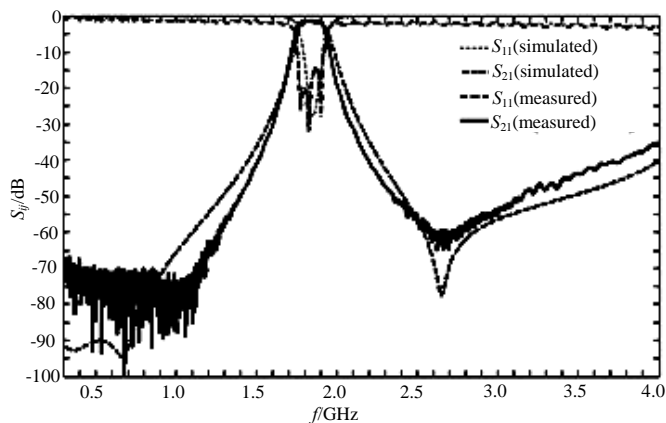


Fig.10 Simulated and measured  $S$ -parameters with narrowband  
图 10 仿真与实测的窄频带  $S$  参数对比结果

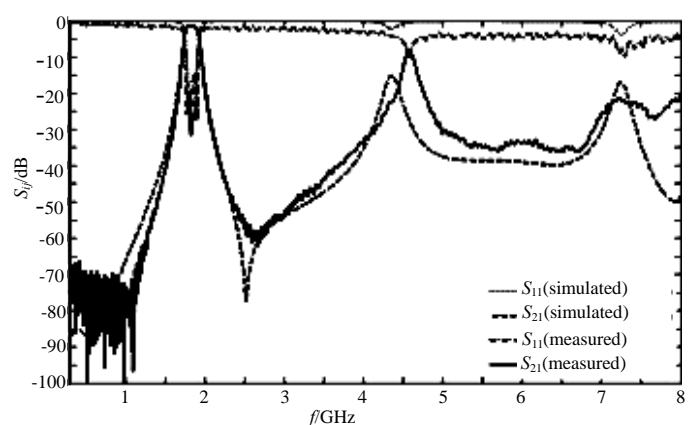


Fig.11 Simulated and measured  $S$ -parameters with wideband  
图 11 仿真与实测的宽频带  $S$  参数对比结果

#### 4 测试结果及分析

在矢量网络分析仪 Agilent N5230A 下,对设计的滤波器进行测试,测试结果如图 10 所示。该滤波器的实测中心频率为 1.83 GHz,中心插损为 1.45 dB,带内的回波损耗优于 14 dB,3 dB 绝对带宽为 165 MHz,相对带宽为 9%。在高频端上阻带 2.65 GHz 处存在一个传输零点,在低频端下阻带 1.05 GHz 处存在另外一个传输零点。其矩形系数  $BW_{30\text{dB}}/BW_{3\text{dB}}=2.95 < 3$ ,对二次谐波的抑制大于 40 dB。

实测插入损耗比仿真结果略大,其主要误差来源包括未完全计入的导体损耗、辐射损耗等等。实测曲线与仿真曲线在走势上基本一致,但有一定的频率偏移,频偏误差为 1.08%,主要是由介质基片参数标称误差以及 PCB 的加工工艺引起的。另外,该滤波器结构中采用了金属化过孔作为短路接地手段,实际金属化过孔的微带短路等效电容值和等效电感值与仿真值存在偏差,从而造成滤波器的频率响应偏离仿真值。

由于非对称准梳状线谐振器的传输线经过弯折而存在切角的影响,计算机仿真技术(Computer Simulation Technology, CST)仿真得到的传输零点位置与公式计算的传输零点位置略有差距。由于金属化过孔接地的寄生参数影响,导致实测高频端上阻带传输零点位置与 CST 仿真结果略有差距。实测的低频端下阻带传输零点比 CST 仿真结果更靠近中心频率,主要原因是在焊接加载电容过程中缩短了  $\theta_{22}$  的电长度。通带两侧均有一个传输零点,保证了传输响应的对称性,并有助于提高滤波器的选择性。由于实际制作的谐振器  $Q$  值略低,造成实测传输响应中传输零点处的衰减深度比仿真结果低。图 11 为宽频带范围的  $S$  参数测试结果。

#### 5 结论

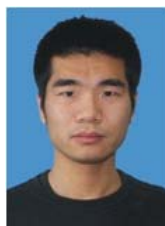
提出了一种新型的基于  $\lambda/4$  梳状线谐振器和  $\lambda/2$  非对称准梳状线谐振器混合结构的三阶微带带通滤波器。根据滤波器整体等效电路的  $Y$  参数,给出了传输零点的计算公式。仿真、制作并测试了一款工作在 1.83 GHz,相对带宽为 9%的切比雪夫型滤波器,其带内中心插损仅为 1.45 dB,回波损耗大于 14 dB。分别在上、下阻带的预定位置各存在一个传输零点。测试结果表明,该滤波器具有较低的插入损耗、较高的频率选择性。实测结果和仿真结果具有良好的一致性,从而验证了设计的可靠性。

#### 参考文献:

- [1] MATTHAEI G L, YOUNG L, Jones E M T. Microwave filters impedance-matching networks, and coupling structures[M]. Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [2] 黄裕霖, 鲍景富, 邓迪. 微屏蔽三线对称结构带通滤波器设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016, 14(3): 344-346. (HUANG Yulin, BAO Jingfu, DENG Di. Design of a passband filter based on three symmetric microshield transmission lines[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2016, 14(3): 344-346.)
- [3] ZHU F, HONG W, CHEN J X, et al. Quarter-wavelength stepped-impedance resonator filter with mixed electric and magnetic coupling[J]. IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., 2014, 24(2): 90-92.
- [4] KIM C H, CHANG K. Wide-stopband bandpass filters using asymmetric stepped-impedance resonators[J]. IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., 2013, 23(2): 69-71.

- [5] WU L, SHEN W, SUN X W. Microstrip filter with multiple transmission zeros using shorted stub loaded resonators[J]. Electron. Lett., 2013,49(15):1457–1459.
- [6] HONG J S, SHAMAN H, CHUN Y H. Dual-mode microstrip open-loop resonators and filters[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2007,55(8):1764–1770.
- [7] ATHUKORALA L, BUDIMIR D. Design of compact dual-mode microstrip filters[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2010,58(11):2888–2895.
- [8] YEH P J, AVANIC B, OOI L H. Multi-pole split ring resonator bandpass filter:US5164690[P/OL]. (1992-01-27).http://http://www.freepatentsonline.com/5164690.pdf.
- [9] ZHANG X Y, XUE Q, CHAN C H, et al. Low-loss frequency-agile bandpass filters with controllable bandwidth and suppressed second harmonic[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2010,58(6):1557–1564.
- [10] MAKIMOTO M, SAGAWA M. Varactor tuned bandpass filters using microstrip-line ring resonators[C]// IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.. Baltimore, MD, USA:IEEE, 1986:411–414.
- [11] FENG W J, CHE W Q, CHAN Y M, et al. High selectivity fifth-order wideband bandpass filters with multiple transmission zeros based on transversal signal-interaction concepts[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2013,61(1):89–97.
- [12] QIN W, XUE Q. Elliptic response bandpass filter based on complementary CMRC[J]. Electron. Lett., 2013,49(15):945–947.
- [13] DENG P H, TSAI J T. Design of microstrip cross-coupled bandpass filter with multiple independent designable transmission zeros using branch-line resonators[J]. IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., 2013,23(5):249–251.
- [14] SANCHEZ-RENEADO M, GOMEZ-GARCIA R, LOECHES-SANCHEZ R. Microstrip filters with selectivity improvement using the new concept of signal-interference source/load coupling[C]// IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. Microwave Symposium Digest:IEEE, 2014:1–4.
- [15] NCHEZ-RENEADO M. High-selectivity tunable planar combline filter with source/load-multiresonator coupling[J]. IEEE Microw Wireless Compon. Lett., 2007,17(7):513–515.
- [16] CHIOU Y C, REBEIZ G M. A quasi elliptic function 1.75–2.25 GHz 3-pole bandpass filter with bandwidth control[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2012,60(2):244–249.
- [17] EL-TANANI M A, REBEIZ G M. A two-pole two-zero tunable filter with improved linearity[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2009,57(4):830–839.
- [18] HONG J S, LANCASTER M J. Microstrip filters for RF/microwave applications[M]. New York:Wiley-Interscience, 2001.

## 作者简介:



赵志远(1986–),男,河北省秦皇岛市人,博士,讲师,主要研究方向为电磁频谱管理.  
email:zhaozhiyuan1986@sina.com.

朱璇(1982–),男,北京市人,博士,副教授,主要研究方向为电磁频谱管理.

周学全(1968–),男,湖北省荆门市人,硕士,教授,主要研究方向为电子对抗、电磁频谱管理等.